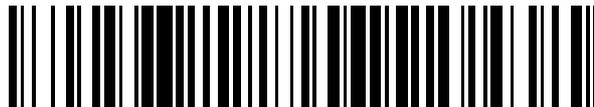


19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 710 490**

51 Int. Cl.:

**H04B 7/06** (2006.01)

**H04B 7/04** (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **18.01.2016 E 16151648 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **14.11.2018 EP 3046271**

54 Título: **Procedimiento y aparato para FD-MIMO de realimentación reducida**

30 Prioridad:

**16.01.2015 US 201562104551 P**

**10.04.2015 US 201562146082 P**

**19.06.2015 US 201562181828 P**

**20.10.2015 US 201514918335**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

**25.04.2019**

73 Titular/es:

**SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD. (100.0%)  
129, Samsung-ro, Yeongtong-gu, Suwon-si  
Gyeonggi-do 16677, KR**

72 Inventor/es:

**ONGGOSANUSI, EKO;  
NG, BOON LOONG;  
LI, YANG y  
RAHMAN, MD. SAIFUR**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

**ES 2 710 490 T3**

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

## DESCRIPCIÓN

Procedimiento y aparato para FD-MIMO de realimentación reducida

### Campo técnico

5 La presente solicitud se refiere en general a sistemas de comunicación inalámbricos de múltiple entrada en múltiple salida de dimensiones completas (FD-MIMO, del inglés "full-dimension multiple-input multiple-output"). Más específicamente, la presente divulgación se refiere a una realimentación eficiente para sistemas FD-MIMO.

### Antecedentes

10 Dado el multiplexado parcial proporcionado por los sistemas FD-MIMO, es importante entender y estimar correctamente el canal entre un equipo de usuario (UE) y un eNodo B (eNB) para una comunicación inalámbrica eficiente y efectiva. Para estimar correctamente las condiciones del canal, el UE realimenta la información acerca de la medición del canal, por ejemplo, información de estado del canal (CSI), al eNB. Con esta información acerca del canal, el eNB es capaz de seleccionar los parámetros de comunicación apropiados para realizar eficiente y efectivamente comunicaciones de datos inalámbricos con el UE. Sin embargo, con el incremento en el número de antenas y rutas de canal de los dispositivos de comunicación inalámbricos, se ha incrementado en demasía la cantidad de realimentación que puede ser necesario estimar del canal de modo ideal. Esta realimentación adicionalmente deseada del canal puede crear sobrecargas adicionales, reduciendo así la eficiencia de la comunicación inalámbrica, por ejemplo, disminución de la tasa de datos.

15 El documento WO2013185320 A1 se refiere a un procedimiento, equipo de usuario, UE, estación base, y sistema para determinar un indicador de la matriz de precodificación. El procedimiento comprende: recibir una señal de referencia enviada por una estación base; seleccionar una matriz de precodificación a partir de un libro de códigos basado en la señal de referencia, comprendiendo el libro de códigos una matriz de precodificación, siendo la matriz de precodificación  $W$  un producto de dos matrices  $W_1$  y  $W_2$ , siendo  $W$  una matriz de bloque diagonal, siendo cada matriz de bloque un producto de Kronecker de una matriz  $A_i$  y una matriz  $B_i$ ; enviar un indicador de la matriz de precodificación, PMI, a la estación base, siendo el PMI correspondiente a la matriz de precodificación seleccionada y usándose por la estación base para obtener la matriz de precodificación de acuerdo con el PMI. En el procedimiento, UE, estación base, y sistema para determinar un indicador de matriz de precodificación, basándose en una matriz de precodificación formada por una matriz  $A_i$  y una matriz  $B_i$ , se soporta la cuantificación en una dirección vertical y una dirección horizontal, de modo que los grados de libertad en la dirección vertical y en la dirección horizontal se utilizan completamente, mejorando de ese modo grandemente la precisión de realimentación de la información de estado del canal.

20 El documento WO2014129799 A1 se refiere a un procedimiento para la transmisión por una estación base de una señal precodificada a un equipo de usuario en un sistema de comunicación inalámbrico que soporta multi-antena. Más específicamente, se lleva a cabo una precodificación mediante el uso de una matriz de precodificación a la que se aplica diversidad por retardo cíclico-retardo grande (LD-CDD), en el que la matriz de precodificación se determina mediante la división en matrices para una antena en dirección horizontal y una antena en dirección perpendicular.

### Sumario

Aspectos de la presente divulgación proporcionan una realimentación eficiente para sistemas FD-MIMO.

Otras características técnicas pueden ser fácilmente evidentes para un experto en la materia a partir de las siguientes figuras, descripciones y reivindicaciones.

40 Antes de emprender la Descripción detallada que sigue, puede ser ventajoso exponer definiciones de ciertas palabras y expresiones usadas a todo lo largo del presente documento de patente. El término "acoplamiento" y sus derivados se refieren a cualquier comunicación directa o indirecta entre dos o más elementos, tanto si estos elementos están en contacto físico entre sí como si no. Los términos "transmitir", "recibir" y "comunicar", así como sus derivados, engloban tanto la comunicación directa como la indirecta. Los términos "incluye" y "comprende" así como sus derivados, significan la inclusión sin limitación. El término "o" es inclusivo, significando y/o. La expresión "asociado con", así como derivadas de la misma, significa incluir, estar incluido dentro, interconectado con, contener, estar contenido dentro, conectado a o con, acoplado a o con, ser comunicable con, cooperar con, intercalar, yuxtaponer, estar próximo a, estar unido a o con, tener, tener una propiedad de, tener una relación a o con, o similares. La expresión "controlador" significa cualquier dispositivo, sistema o parte del mismo que controle al menos una operación. Dicho controlador puede implementarse en hardware o una combinación de hardware y/o software y/o firmware. La funcionalidad asociada con cualquier controlador particular puede centralizarse o distribuirse, tanto local como remotamente. La expresión "al menos uno de entre", cuando se usa con una lista de artículos, significa que pueden usarse diferentes combinaciones de uno o más de los artículos listados, y puede ser necesario solamente un artículo de la lista. Por ejemplo, "al menos uno de entre: A, B y C" incluye cualquiera de las siguientes combinaciones: A, B, C, A y B, A y C, B y C, y A y B y C.

Más aún, diversas funciones descritas a continuación pueden implementarse o soportarse mediante uno o más programas informáticos, cada uno de los cuales se forma a partir de un código de programa legible por ordenador y se realiza en un medio legible por ordenador. Los términos "aplicación" y "programa" se refieren a uno o más

programas informáticos, componentes de software, conjuntos de instrucciones, procedimientos, funciones, objetos, clases, instancias, datos relacionados, o una parte de los mismos adaptada para la implementación en un código de programa legible por ordenador adecuado. La expresión “código de programa legible por ordenador” incluye cualquier tipo de código informático, incluyendo código fuente, código objeto, y código ejecutable. La expresión “medio legible por ordenador” incluye cualquier tipo de medio con capacidad para ser accedido por un ordenador, tal como memoria solo de lectura (ROM), memoria de acceso aleatorio (RAM), una unidad de disco duro, un disco compacto (CD-ROM), un disco de vídeo digital (DVD), o cualquier otro tipo de memoria. Un medio legible por ordenador “no transitorio” excluye enlaces de comunicación por cable, inalámbricos, ópticos u otros que transporten transitoriamente señales eléctricas u otras. Un medio legible por ordenador no transitorio incluye medios en los que los datos pueden almacenarse permanentemente y medios en los que los datos pueden almacenarse y sobrescribirse posteriormente, tal como un disco óptico reescribible o un dispositivo de memoria borrable.

Se proporcionan a todo lo largo del presente documento de patente definiciones para otras ciertas palabras y expresiones. Los expertos en la materia entenderán que en muchos, si no en todos los casos, dichas definiciones se aplican a los usos previos así como futuros de dichas palabras y expresiones definidas.

### 15 **Breve descripción de los dibujos**

La invención se define por las reivindicaciones adjuntas. En lo que sigue, las realizaciones que no caen dentro del alcance de las reivindicaciones deberían entenderse como ejemplos útiles para la comprensión de la invención.

Para una comprensión más completa de la presente divulgación y sus ventajas, se hace referencia ahora a la descripción que sigue tomada en conjunto con los dibujos adjuntos, en los que números de referencia iguales representan partes iguales:

la figura 1 ilustra una red inalámbrica de ejemplo de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 2 ilustra un eNB de ejemplo de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 3 ilustra un UE de ejemplo de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 25 la figura 4A ilustra un diagrama de alto nivel de una ruta de transmisión de acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 4B ilustra un diagrama de alto nivel de una ruta de recepción del acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 5 ilustra una estructura de ejemplo para una subtrama del enlace descendente (DL) de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 30 la figura 6 ilustra una estructura de transmisión de ejemplo de una subtrama del enlace ascendente (UL) de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 7 ilustra un diagrama de bloques de un transmisor de ejemplo para una subtrama del canal compartido del enlace descendente físico (PDSCH) de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 8 ilustra un diagrama de bloques de un receptor de ejemplo para una subtrama del PDSCH de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 35 la figura 9 ilustra un diagrama de bloques de un transmisor de ejemplo para una subtrama del canal compartido del enlace ascendente físico (PUSCH) de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 10 ilustra un diagrama de bloques de un receptor de ejemplo para una subtrama del PUSCH de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 40 la figura 11 ilustra una configuración de ejemplo de una matriz bidimensional (2D) de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 12 ilustra una configuración de ejemplo de una representación en etapa dual equivalente de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 45 la figura 13 ilustra una magnitud de ejemplo de un perfil de respuesta en matriz de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 14 ilustra un diagrama de ejemplo de una operación de múltiple entrada múltiple salida de dimensiones completas (FD-MIMO) de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 15 ilustra un procedimiento de transmisión de ejemplo que incluye un módulo de transmisión en lazo abierto de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 50 la figura 16 ilustra otro procedimiento de transmisión de ejemplo que incluye un módulo de transmisión en lazo abierto de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 17A ilustra un diagrama de bloques de una matriz de antena en 2D de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 17B ilustra otro diagrama de bloques de una matriz de antena en 2D de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 55 la figura 18A ilustra otro diagrama de bloques de una matriz de antena en 2D de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 18B ilustra otro diagrama de bloques de una matriz de antena en 2D de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 la figura 18C ilustra otro diagrama de bloques de una matriz de antena en 2D de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;  
 60 la figura 19A ilustra procedimientos de ejemplo de un cálculo del indicador de estado del canal (CSI) utilizando un

sub-libro de códigos de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;

la figura 19B ilustra procedimientos de ejemplo de un cálculo del indicador de estado del canal (CSI) utilizando un precodificador vertical único de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;

5 la figura 20 ilustra un diagrama de bloques de ejemplo de una ruta de datos de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;

la figura 21 ilustra un diagrama de bloques de ejemplo de una ruta de datos en una transmisión en lazo abierto de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación;

la figura 22 ilustra otro diagrama de bloques de ejemplo de una ruta de datos en una transmisión en lazo abierto de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación; y

10 la figura 23 ilustra un diagrama de bloques de ejemplo de una precodificación a largo plazo en conjunto con una diversidad de retardo cíclico (CDD) de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación.

### **Descripción detallada**

15 La figura 1 a la figura 23, analizadas a continuación, y las diversas realizaciones usadas para describir los principios de la presente divulgación en el presente documento de patente lo son solamente a modo de ilustración y no deberían interpretarse de ninguna forma para limitar el alcance de la divulgación. Los expertos en la materia entenderán que los principios de la presente divulgación pueden implementarse en cualquier sistema o dispositivo adecuadamente dispuesto.

20 Los siguientes documentos y descripciones de normas son pertinentes: 3GPP TS 36.211 v12.4.0, "E-UTRA, Physical channels and modulation" (REF1); 3GPP TS 36.212 v12.3.0, "E-UTRA, Multiplexing and Channel coding" (REF2); 3GPP TS 36.213 v12.4.0, "E-UTRA, Physical Layer Procedures" (REF3); 3GPP TS 36.321 v12.4.0, "E-UTRA, Medium Access Control (MAC) protocol specification" (REF4); y 3GPP TS 36.331 v12.4.0, "E-UTRA, Radio Resource Control (RRC) protocol specification" (REF5).

25 Las figuras 1-4B a continuación describen diversas realizaciones implementadas en sistemas de comunicaciones inalámbricos y con el uso de técnicas de comunicación OFDM o OFDMA. Las descripciones de las figuras 1-3 no se indican para implicar limitaciones físicas o arquitecturales a la manera en la que pueden implementarse diferentes realizaciones. Diferentes realizaciones de la presente divulgación pueden implementarse en cualquier sistema de comunicaciones adecuadamente dispuesto.

30 La figura 1 ilustra una red inalámbrica 100 de ejemplo de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación. La realización de la red inalámbrica 100 mostrada en la figura 1 lo es solamente por ilustración. Podrían usarse otras realizaciones de la red inalámbrica 100 sin apartarse del alcance de la presente divulgación.

Como se muestra en la figura 1, la red inalámbrica 100 incluye un eNB 101, un eNB 102 y un eNB 103. El eNB 101 comunica con el eNB 102 y el eNB 103. El eNB 101 también comunica con al menos una red 130, tal como Internet, una red de protocolo de Internet (IP) propietaria, u otra red de datos.

35 El eNB 102 proporciona acceso de banda ancha inalámbrico a la red 130 para una primera pluralidad de equipos de usuario (UE) dentro de un área de cobertura 120 del eNB 102. La primera pluralidad de los UE incluye un UE 111, que puede localizarse en un pequeño negocio (SB); un UE 112, que puede localizarse en una empresa (E); un UE 113, que puede localizarse en un punto de acceso Wi-Fi (HS); un UE 114, que puede localizarse en una primera residencia (R); un UE 115, que puede localizarse en una segunda residencia (R); y un UE 116, que puede ser un dispositivo móvil (M), tal como un teléfono celular, un ordenador personal inalámbrico, un PDA inalámbrico, o similares. El eNB 103 proporciona acceso de banda ancha inalámbrico a la red 130 para una segunda pluralidad de UE dentro de un área de cobertura 125 del eNB 103. La segunda pluralidad de los UE incluye el UE 115 y el UE 116. En algunas realizaciones, uno o más de los eNB 101-103 puede comunicar entre sí y con los UE 111-116 usando 5G, LTE, LTE-A, WiMAX, Wi-Fi, u otras técnicas de comunicación inalámbrica.

45 Dependiendo del tipo de red, pueden usarse otros términos bien conocidos en lugar de "eNodo B" o "eNB", tales como "estación base" o "punto de acceso". Por razones de conveniencia, los términos "eNodo B" y "eNB" se usan en el presente documento de patente para referirse a componentes de la infraestructura de red que proporcionan acceso inalámbrico a terminales remotos. También, dependiendo del tipo de red, pueden usarse otros términos bien conocidos en lugar de "equipo de usuario" o "UE", tales como "estación móvil", "estación de abonado", "terminal remoto", "terminales inalámbricos" o "dispositivo de usuario". Por razones de conveniencia, los términos "equipo de usuario" y "UE" se usan en el presente documento de patente para referirse a un equipo inalámbrico remoto que accede de modo inalámbrico a un eNB, tanto si el UE es un dispositivo móvil (tal como un teléfono móvil o teléfono inteligente) como si se considera normalmente un dispositivo fijo (tal como un ordenador de sobremesa o máquina expendedora).

55 Las líneas discontinuas muestran la extensión aproximada de las áreas de cobertura 120 y 125, que se muestran como aproximadamente circulares solamente con finalidades de ilustración y explicaciones. Debería entenderse claramente que las áreas de cobertura asociadas con los eNB, tal como las áreas de cobertura 120 y 125, pueden tener otras formas, incluyendo formas irregulares, dependiendo de la configuración de los eNB y variaciones en el entorno de radio asociado con construcciones naturales y artificiales.

Como se describe con más detalle a continuación, uno o más de los UE 111-116 incluyen circuitos, programación, o una combinación de los mismos, para cuantificación vectorial de los componentes de realimentación tales como coeficientes del canal. En ciertas realizaciones, y uno o más de los eNB 101-103 incluyen circuitos, programación, o una combinación de los mismos, para procesamiento de componentes de realización cuantificados vectoriales tales como coeficientes del canal.

Aunque la figura 1 ilustra un ejemplo de una red inalámbrica 100, pueden realizarse varios cambios a la figura 1. Por ejemplo, la red inalámbrica 100 puede incluir cualquier número de eNB y cualquier número de UE en cualquier disposición adecuada. También, el eNB 101 podría comunicar directamente con cualquier número de los UE y proporcionar a esos UE acceso de banda ancha inalámbrico a la red 130. De modo similar, cada eNB 102-103 podría comunicar directamente con la red 130 y proporcionar a los UE acceso de banda ancha inalámbrico directo a la red 130. Adicionalmente, los eNB 101, 102 y/o 103 podrían proporcionar acceso a redes externas adicionales u otras, tal como redes telefónicas externas u otros tipos de redes de datos.

La figura 2 ilustra un eNB 102 de ejemplo de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación. La realización del eNB 102 ilustrada en la figura 2 es solamente por ilustración, y los eNB 101 y 103 de la figura 1 podrían tener la misma o similar configuración. Sin embargo, los eNB tienen una amplia variedad de configuraciones, y la figura 2 no limita el alcance de la presente divulgación a ninguna implementación particular de un eNB.

Como se muestra en la figura 2, el eNB 102 incluye múltiples antenas 205a-205n, múltiples transceptores 210a-210n de RF, circuitos 215 de procesamiento de transmisión (TX) y circuitos 220 de procesamiento de recepción (RX). El eNB 102 incluye también un controlador/procesador 225, una memoria 230, y una interfaz de redireccionamiento o de red 235.

Los transceptores 210a-210n de RF reciben, desde las antenas 205a-205n, señales de RF entrantes, tales como señales transmitidas por los UE en la red 100. Los transceptores 210a-210n de RF reducen la frecuencia de las señales de RF entrantes para generar señales de IF o de banda base. Las señales de IF o de banda base se envían al circuito 220 de procesamiento de RX, que genera señales en banda base procesadas mediante filtrado, decodificación, y/o digitalización de las señales de banda base o de IF. El circuito 220 de procesamiento de RX transmite las señales en banda base procesadas al controlador/procesador 225 para procesamiento adicional.

El circuito 215 de procesamiento de TX recibe datos analógicos o digitales (tales como datos de voz, datos web, e-mail, o datos de juegos de vídeo interactivo) desde el controlador/procesador 225. El circuito 215 de procesamiento de TX codifica, multiplexa, y/o digitaliza los datos en banda base salientes para generar señales de banda base o de IF procesadas. Los transceptores 210a-210n de RF reciben las señales de banda base o de IF procesadas salientes desde el circuito 215 de procesamiento de TX y elevan la frecuencia de las señales de banda base o de IF a señales de RF que se transmiten a través de las antenas 205a-205n.

El controlador/procesador 225 puede incluir uno o más procesadores u otros dispositivos de procesamiento que controlan la operación global del eNB 102. Por ejemplo, el controlador/procesador 225 podría controlar la recepción de las señales del canal directo y la transmisión de señales del canal inverso por los transceptores 210a-210n de RF, los circuitos 220 de procesamiento de RX y los circuitos 215 de procesamiento de TX de acuerdo con principios bien conocidos. El controlador/procesador 225 podría soportar asimismo funciones adicionales, tales como funciones de comunicación inalámbrica más avanzadas. Por ejemplo, el controlador/procesador 225 podría soportar operaciones de conformación del haz o de enrutado direccional en las que las señales salientes desde múltiples antenas 205a-205n se ponderan diferentemente para dirigir de modo efectivo las señales salientes en una dirección deseada. Cualquiera de una amplia variedad de otras funciones podría estar soportada en el eNB 102 por el controlador/procesador 225. En algunas realizaciones, el controlador/procesador 225 que incluye al menos un microprocesador o microcontrolador. Como se describe más en detalle a continuación, el eNB 102 puede incluir circuitos, programación, o una combinación de los mismos para procesamiento de componentes de realimentación cuantificada vectorial tales como coeficientes del canal. Por ejemplo, el controlador/procesador 225 puede configurarse para ejecutar una o más instrucciones, almacenadas en la memoria 230, que se configuran para hacer que el controlador/procesador procese los componentes de realimentación cuantificada vectorial tales como coeficientes del canal.

El controlador/procesador 225 es capaz también de ejecutar programas y otros procesos que residen en la memoria 230, tal como un sistema operativo. El controlador/procesador 225 puede mover datos dentro o fuera de la memoria 230 según se requiera por un proceso en ejecución.

El controlador/procesador 225 se acopla también a la interfaz 235 de redireccionamiento o de red. La interfaz 235 de redireccionamiento o de red permite que el eNB 102 comunique con otros dispositivos o sistemas a través de una conexión de redireccionamiento o a través de una red. La interfaz 235 podría soportar comunicaciones a través de cualquier/cualesquiera conexión(es) por cable o inalámbrica(s). Por ejemplo, cuando el eNB 102 se implementa como parte del sistema de comunicación celular (tal como uno que soporte 5G, LTE o LTE-A), la interfaz 235 podría permitir que el eNB 102 comunique con otros eNB a través de una conexión de redireccionamiento por cable o inalámbrica. Cuando el eNB 102 se implementa como un punto de acceso, la interfaz 235 podría permitir al eNB 102 comunicar a través de una red de área local por cable o inalámbrica o a través de una conexión por cable o

inalámbrica a una red más grande (tal como Internet). La interfaz 235 incluye cualquier estructura adecuada de soporte de comunicaciones a través de una conexión por cable o inalámbrica, tal como un transceptor Ethernet o de RF.

5 La memoria 230 se acopla al controlador/procesador 225. Parte de la memoria 230 puede incluir una RAM, y otra parte de la memoria 230 puede incluir una memoria Flash u otra ROM.

10 Aunque la figura 2 ilustra un ejemplo de eNB 102, pueden realizarse diversos cambios a la figura 2. Por ejemplo, el eNB 102 puede incluir cualquier número de cada componente mostrado en la figura 2. Como un ejemplo particular, un punto de acceso podría incluir un cierto número de interfaces 235, y el controlador/procesador 225 podría soportar funciones de enrutado para enrutar los datos entre diferentes direcciones de red. Como otro ejemplo particular, aunque se muestra incluyendo una única instancia de circuitos 215 de procesamiento de TX y una única instancia de circuitos 220 de procesamiento de RX, el eNB 102 podría incluir múltiples instancias de cada uno (tal como uno por transceptor de RF). También, diversos componentes de la figura 2 podrían combinarse, dividirse adicionalmente, u omitirse y podrían añadirse componentes adicionales de acuerdo con necesidades particulares.

15 La figura 3 ilustra un UE 116 de ejemplo de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación. La realización del UE 116 ilustrado en la figura 3 es solamente para ilustración, y los UE 111-115 de la figura 1 podrían tener la misma o similar configuración. Sin embargo, los UE tienen una amplia variedad de configuraciones, y la figura 3 no limita el alcance de la presente divulgación a ninguna implementación particular de un UE.

20 Como se muestra en la figura 3, el UE 116 incluye una antena 305, un transceptor 310 de frecuencia de radio (RF), circuitos 315 de procesamiento de TX, un micrófono 320, y circuitos 325 de procesamiento de recepción (RX). El UE 116 incluye también un altavoz 330, un procesador 340, una interfaz (IF) 345 de entrada/salida (E/S), una pantalla táctil 350, una pantalla 355 y una memoria 360. La memoria 360 incluye un sistema operativo (OS) 361 y una o más aplicaciones 362.

25 El transceptor 310 de RF recibe, desde la antena 305, una señal de RF entrante transmitida por un eNB de la red 100. El transceptor 310 RF reduce la frecuencia de la señal de RF entrante para generar una señal de frecuencia intermedia (IF) o de banda base. La señal de IF o de banda base se envía a los circuitos 325 de procesamiento de RX, que generan una señal de banda base procesada mediante filtrado, decodificación y/o digitalización de la señal de banda base o de IF. Los circuitos 325 de procesamiento de RX transmiten la señal de banda base procesada al altavoz 330 (tal como para datos de voz) o al procesador 340 para procesamiento adicional (tal como para datos de navegación web).

30 Los circuitos 315 de procesamiento de TX reciben datos de voz analógicos o digitales desde el micrófono 320 u otros datos de banda base salientes (tales como datos web, e-mail, o datos de juegos de vídeo interactivos) desde el procesador 340. Los circuitos 315 de procesamiento de TX codifican, multiplexan, y/o digitalizan los datos de banda base salientes para generar una señal de banda base o de IF procesada. El transceptor 310 RF recibe la señal de banda base o de IF procesada saliente desde los circuitos 315 de procesamiento de TX y elevan la frecuencia de la señal de banda base o de IF hasta una señal de RF que se transmite a través de la antena 305.

35 El procesador 340 puede incluir uno o más procesadores u otros dispositivos de procesamiento y ejecutar el SO 361 almacenado en la memoria 360 para controlar el funcionamiento global del UE 116. Por ejemplo, el procesador 340 podría controlar la recepción de señales de canal directo y la transmisión de señales de canal inverso por el transceptor 310 de RF, los circuitos 325 de procesamiento de RX y los circuitos 315 de procesamiento de TX de acuerdo con principios bien conocidos. En algunas realizaciones, el procesador 340 incluye al menos un microprocesador o microcontrolador.

40 El procesador 340 es capaz también de ejecutar otros procesos y programas residentes en la memoria 360, tales como procesos para cuantificación vectorial de componentes de realimentación tales como coeficientes del canal. El procesador 340 puede mover datos dentro o fuera de la memoria 360 según se requiera por un proceso en ejecución. En algunas realizaciones, el procesador 340 se configura para ejecutar las aplicaciones 362 basándose en el SO 361 o en respuesta a señales recibidas desde los eNB o de un operador. El procesador 340 pueden acoplarse también a la interfaz 345 de E/S, lo que proporciona al UE 116 la capacidad de conectarse con otros dispositivos, tales como ordenadores portátiles y ordenadores manuales. La interfaz 345 de E/S es la ruta de comunicación entre estos accesorios y el procesador 340.

45 El procesador 340 se acopla también a la pantalla táctil 350 y a la pantalla 355. El operador del UE 116 puede usar la pantalla táctil 350 para introducir datos en el UE 116. La pantalla 355 puede ser una pantalla de cristal líquido, una pantalla de diodos emisores de luz, u otra pantalla capaz de reproducir texto y/o al menos gráficos limitados, tal como desde sitios web.

50 La memoria 360 se acopla al procesador 340. Parte de la memoria 360 podría incluir una memoria de acceso aleatorio (RAM), y otra parte de la memoria 360 podría incluir una memoria Flash u otra memoria solo de lectura (ROM).

Aunque la figura 3 ilustra un ejemplo de UE 116, pueden realizarse diversos cambios a la figura 3. Por ejemplo, diversos componentes en la figura 3 podrían combinarse, subdividirse adicionalmente, u omitirse y podrían añadirse componentes adicionales de acuerdo con necesidades particulares. Como un ejemplo particular, el procesador 340 podría dividirse en múltiples procesadores, tal como una o más unidades de procesamiento central (CPU) y una o más unidades de procesamiento gráfico (GPU). También, aunque la figura 3 ilustra el UE 116 configurado como un teléfono móvil o teléfono inteligente, los UE podrían configurarse para funcionar como otros tipos de dispositivos móviles o fijos.

La figura 4A es un diagrama de alto nivel de circuitos 400 de la ruta de transmisión. Por ejemplo, los circuitos 400 de la ruta de transmisión pueden usarse para comunicación de acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal (OFDMA). La figura 4B es un diagrama de alto nivel de circuitos 450 de la ruta de recepción. Por ejemplo, los circuitos 450 de la ruta de recepción pueden usarse para una comunicación de acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal (OFDMA). En las figuras 4A y 4B, para comunicación del enlace descendente, los circuitos 400 de la ruta de transmisión pueden implementarse en una estación base (eNB) 102 o una estación de retransmisión, y los circuitos 450 de la ruta de recepción pueden implementarse en un equipo de usuario (por ejemplo, el equipo de usuario 116 de la figura 1). En otros ejemplos, para comunicación del enlace ascendente, los circuitos 450 de la ruta de recepción pueden implementarse en la estación base (por ejemplo, el eNB 102 de la figura 1) o una estación de retransmisión, y los circuitos 400 de la ruta de transmisión pueden implementarse en un equipo de usuario (por ejemplo el equipo de usuario 116 de la figura 1).

Los circuitos 400 de la ruta de transmisión comprenden un bloque 405 de codificación de canal y modulación, un bloque 410 serie a paralelo (S-a-P), un bloque 415 de Transformada de Fourier Rápida Inversa (IFFT) de tamaño N, un bloque 420 de paralelo a serie (P-a-S), un bloque 425 de adición de prefijo cíclico, y 430 de convertidor elevador (UC). Los circuitos 450 de la ruta de recepción comprenden un convertidor reductor 455 (DC), un bloque 460 de eliminación de prefijo cíclico, un bloque 465 de serie a paralelo (S-a-P), un bloque 470 de Transformada de Fourier Rápida (FFT) de tamaño N, un bloque 475 de paralelo a serie (P-a-S) y un bloque 480 de decodificación del canal y demodulación.

Al menos alguno de los componentes de las figuras 4A y 4B pueden implementarse en software, mientras que otros componentes pueden implementarse mediante un hardware configurable o una mezcla de software y hardware configurable. En particular, se señala que los bloques FFT y los bloques IFFT descritos en el presente documento de divulgación pueden implementarse como algoritmos de software configurable, en los que el valor de Tamaño N puede modificarse de acuerdo con la implementación.

Adicionalmente, aunque la presente divulgación está dirigida a una realización que implementa la Transformada de Fourier Rápida y la Transformada de Fourier Rápida Inversa, esto es solamente a modo de ilustración y no debería interpretarse para limitar el alcance de la divulgación. Se apreciará que en una realización alternativa de la divulgación, las funciones de Transformada de Fourier Rápida y las funciones de Transformada de Fourier Rápida Inversa puede sustituirse fácilmente por funciones de la Transformada de Fourier Discreta (DFT) y funciones de la Transformada de Fourier Discreta Inversa (IDFT), respectivamente. Se apreciará que para las funciones DFT e IDFT, el valor de la variable N puede ser cualquier número entero (es decir, 1, 2, 3, 4 etc.), mientras que para las funciones FFT e IFFT, el valor de la variable N puede ser cualquier número entero que sea una potencia de dos (es decir, 1, 2, 4, 8, 16, etc.).

En los circuitos 400 de la ruta de transmisión, el bloque 405 de codificación y modulación del canal recibe un conjunto de bits de información, aplica codificación (por ejemplo, codificación LDPC) y modula (por ejemplo, modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK) o modulación de amplitud en cuadratura (QAM)) los bits de entrada para producir una secuencia de símbolos de modulación en el dominio de la frecuencia. El bloque 410 de serie a paralelo convierte (es decir, desmultiplexa) los símbolos modulados en serie a datos en paralelo para producir N flujos de símbolos en paralelo en los que N es el tamaño IFFT/FFT usado en la BS 102 y el UE 116. El bloque 415 IFFT de tamaño N realiza a continuación una operación IFFT sobre los N flujos de símbolos en paralelo para producir señales de salida en el dominio del tiempo. El bloque 420 de paralelo a serie convierte (es decir, multiplexa) los símbolos de salida en el dominio del tiempo en paralelo desde el bloque 415 IFFT de tamaño N para producir una señal en el dominio del tiempo en serie. El bloque 425 de adición del prefijo cíclico inserta a continuación un prefijo cíclico a la señal en el dominio del tiempo. Finalmente, el convertidor elevador 430 modula (es decir eleva la frecuencia) de la salida del bloque 425 de adición de prefijo cíclico a una frecuencia de RF para transmisión a través de un canal inalámbrico. La señal puede filtrarse también en banda base antes de la conversión a la frecuencia de RF.

La señal de RF transmitida llega al UE 116 después de pasar a través del canal inalámbrico, y de realizar las operaciones inversas a las del eNB 102. El convertidor reductor 455 reduce la frecuencia de la señal recibida a la frecuencia en banda base, y el bloque 460 de eliminación del prefijo cíclico elimina el prefijo cíclico para producir la señal en banda base en un dominio del tiempo en serie. El bloque 465 de serie a paralelo convierte la señal en banda base en el dominio del tiempo a señales en el dominio del tiempo en paralelo. El bloque 470 FFT de tamaño N realiza entonces un algoritmo FFT para producir N señales en el dominio de la frecuencia en paralelo. El bloque 475 de paralelo a serie convierte las señales en el dominio de la frecuencia en paralelo a una secuencia de símbolos de datos modulados. El bloque 480 de decodificación y demodulación del canal demodula y decodifica a

continuación los símbolos modulados para recuperar el flujo de datos de entrada original.

Cada uno de los eNB 101-103 puede implementar una ruta de transmisión que sea análoga a la transmisión en el enlace descendente a un equipo de usuario 111-116 y puede implementar una ruta de recepción que sea análoga a la recepción en el enlace ascendente desde el equipo de usuario 111-116. De modo similar, cada uno de los equipos de usuario 111--116 puede implementar una ruta de transmisión correspondiente a la arquitectura para transmisión en el enlace ascendente a los eNB 101-103 y puede implementar una ruta de recepción correspondiente a la arquitectura para recepción en el enlace descendente desde los eNB 101-103.

Varias realizaciones de la presente divulgación proporcionan alto rendimiento, escalabilidad con respecto al número y geometría de las antenas de transmisión, y un marco y estructura de realimentación de CSI flexible para mejoras del LTE cuando se soporta FD-MIMO con grandes matrices de antena bidimensionales. Para conseguir este alto rendimiento, es necesario un CSI más preciso en términos del canal MIMO en el eNB especialmente para escenarios FDD. En este caso, las realizaciones de la presente divulgación reconocen que puede ser necesario sustituir el marco de precodificación LTE previo (por ejemplo Ed.12) (realimentación basada en PMI). En esta divulgación, se tienen en cuenta las propiedades del FD-MIMO para la presente divulgación. Por ejemplo, el uso de grandes matrices de antena 2D estrechamente espaciadas que está dirigido principalmente hacia una elevada ganancia en la formación del haz más que a un multiplexado espacial junto con una dispersión angular relativamente pequeña para cada UE. Por lo tanto, puede conseguirse la compresión o reducción dimensionalmente de la realimentación del canal de acuerdo con un conjunto fijo de funciones base y vectores. En otro ejemplo, pueden obtenerse parámetros actualizados (por ejemplo, dispersión angular del canal) de realimentación del canal en baja movilidad usando señalización de la capa más alta específica del UE. Además, puede realizarse también una realimentación de CSI acumulativamente.

Otra realización de la presente divulgación incorpora un proceso y procedimiento de notificación del CSI con una realimentación del PMI reducida. Esta notificación del PMI con una tasa más baja pertenece a estadísticas del canal del DL a largo término y representa una elección de un grupo de vectores de precodificación recomendados por un UE a un eNB. La presente divulgación también incluye un procedimiento de transmisión del DL en el que un eNB transmite datos a un UE a través de una pluralidad de vectores de formación del haz mientras utiliza un esquema de diversidad en lazo abierto. En consecuencia, el uso de una precodificación a largo término asegura que la diversidad de transmisión en lazo abierto se aplica solamente a través de un número limitado de puertos (en lugar de en todos los puertos disponibles para FD-MIMO, por ejemplo, 64). Esto evita tener que soportar una dimensión excesivamente alta para diversidad de transmisión en lazo abierto lo que reduce la sobrecarga de la realimentación de CSI y mejora la robustez cuando es cuestionable la calidad de la medición del CSI.

La figura 5 ilustra una estructura de ejemplo para una subtrama 500 de DL de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación. Una realización de la estructura de la subtrama 500 de DL mostrada en la figura 1 es solo para ilustración. Pueden usarse otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación. La subtrama 510 del enlace descendente (SF DL) incluye dos ranuras 520 y un total de  $N_{simb}^{DL}$  símbolos para transmisión de información de datos e información de control del enlace descendente (DCI). Los primeros  $M_{simb}^{DL}$  símbolos SF se usan para transmitir los PDCCH y otros canales 530 de control (no mostrados en la figura 5). Los restantes  $N_{simb}^{DL} - M_{simb}^{DL}$  símbolos SF se usan principalmente para transmitir canales 540, 542, 544, 546 y 548 compartidos del enlace descendente físico (PDSCH) o canales 550, 552, 554 y 556 de control del enlace descendente físico mejorado (EPDCCH). Un ancho de banda (BW) de transmisión comprende unidades de recursos de frecuencia denominadas como bloques de recursos (RB). Cada RB comprende tanto  $N_{sc}^{RB}$  subportadoras como recursos elementales (RE) (tal como 12 recursos). Una unidad de un RB sobre una subtrama se denomina como un RB físico (PRB). Se asigna un UE a  $M_{PDSCH}$  RB para un total de  $M_{sc}^{PDSCH} = M_{PDSCH} \cdot N_{sc}^{RB}$  RE para un BW de transmisión del PDSCH. Se consigue una transmisión EPDCCH tanto con un RB como con múltiples RB.

La figura 6 ilustra una estructura de transmisión de ejemplo de una subtrama del canal compartido del enlace ascendente físico (PUSCH) o una subtrama 600 del canal de control del enlace ascendente físico (PUCCH). Las realizaciones de la estructura de transmisión para el PUSCH o el PUCCH sobre la subtrama del UL mostrada en la figura 6 son solamente para ilustración. Podrían usarse otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación. Una subtrama 610 del UL incluye dos ranuras. Cada ranura 620 incluye  $N_{simb}^{UL}$  símbolos 630 para transmitir información de datos, información de control del enlace ascendente (UCI), señales de referencia de demodulación (DMRS), o las RS para sondeo (SRS). Una unidad de recursos de frecuencia de un BW del sistema del UL es un RB. Se asigna un UE a  $N_{RB}$  RB 640 para un total de  $N_{RB} \cdot N_{sc}^{RB}$  recursos elementales (RE) para un BW de transmisión. Para un PUCCH,  $N_{RB}=1$ . Se usa un símbolo de subtrama para transmisiones 650 de SRS multiplex desde uno o más UE. Un número de símbolos de subtrama que están disponibles para transmisiones de datos/UCI/DMRS es  $N_{simb} = 2 \cdot (N_{simb}^{UL} - 1) - N_{SRS}$ , en el que  $N_{SRS} = 1$  si se usa un último símbolo de subtrama para transmitir SRS y  $N_{SRS} = 0$  en caso contrario.

La figura 7 ilustra un diagrama de bloques de transmisor de ejemplo para una subtrama 700 del canal compartido del enlace descendente físico (PDSCH) de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación. Una realización del diagrama de bloques 700 del transmisor PDSCH mostrado en la figura 7 es solo para ilustración. Se usan otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación.

5 Los bits 710 de información se codifican mediante un codificador 720 (tal como un turbo codificador) y se modulan por un modulador 730, por ejemplo usando modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK). Un convertidor 740 de serie a paralelo (S/P) genera M símbolos de modulación que se proporcionan posteriormente a un mapeador 750 para ser mapeados a los RE seleccionados por una unidad 755 de selección del BW de transmisión para un BW de transmisión PDSCH asignado, la unidad 760 aplica una transformada de Fourier rápida inversa (IFFT). Se serializa a continuación una salida mediante un convertidor 770 de paralelo a serie (P/S) para crear una señal en el dominio del tiempo, se aplica un filtrado mediante un filtro 780 y a continuación se transmite la señal. Funcionalidades adicionales tales como ofuscación de datos, una inserción de prefijo cíclico, manejo de ventanas de tiempo e intercalado y otras son bien conocidas en la técnica y no se muestran por brevedad.

15 La figura 8 ilustra un diagrama de bloques de receptor de ejemplo para una subtrama 800 de PDSCH de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación. Una realización del diagrama de bloques 800 de receptor PDSCH mostrada en la figura 8 es solamente para ilustración. Uno o más de los componentes ilustrados en la figura 8 pueden implementarse en circuitos especializados configurados para realizar las funciones indicadas o pueden implementarse uno o más de los componentes mediante uno o más procesadores ejecutando instrucciones para realizar las funciones indicadas. Pueden usarse otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación.

20 Una señal recibida 810 se filtra mediante un filtro 820, y a continuación se envía a un bloque 830 de desmapeado del RE. El desmapeador 830 de RE asigna un BW de recepción que se selecciona por un selector 835 del BW. El selector 835 del BW se configura para controlar un BW de transmisión. Un circuito 840 de transformada de Fourier rápida (FFT) aplica una FFT. La salida del circuito 840 de FFT se serializa mediante un convertidor de paralelo a serie 850. Posteriormente, un demodulador 860 demodula coherentemente símbolos de datos mediante la aplicación de una estimación del canal obtenida desde un DMRS o una señal de referencia común (CRS) (no mostrado), y a continuación un decodificador 870 decodifica los datos demodulados para proporcionar una estimación de los bits 880 de datos de información. El decodificador 870 puede configurarse para implementar cualquier proceso de decodificación, tal como un proceso de decodificación turbo. Funcionalidades adicionales tales como manejo de ventanas de tiempo, eliminación del prefijo cíclico, desofuscado, una estimación del canal, y desintercalado no se muestran por brevedad.

35 La figura 9 ilustra un diagrama de bloques de transmisor para una subtrama 900 del canal compartido del enlace ascendente físico (PUSCH) de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación. Uno o más de los componentes ilustrados en la figura 9 pueden implementarse en circuitos especializados configurados para realizar las funciones indicadas o uno o más de los componentes pueden implementarse mediante uno o más procesadores ejecutando instrucciones para realizar las funciones indicadas. Una realización del diagrama 900 de bloques de transmisor PUSCH mostrado en la figura 9 es solamente para ilustración. Se usan otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación.

40 Los bits 910 de datos de información se codifican por un codificador 920 y se modulan por un modulador 930. El codificador 920 puede configurarse para implementar cualquier proceso de codificación, tal como un proceso de codificación turbo. Un circuito 940 de transformada de Fourier discreta (DFT) aplica una DFT sobre los bits de datos modulados. Los RE se mapean por un circuito 950 mapeador de RE. Los RE correspondientes a un BW de transmisión de PUSCH asignado se seleccionan por una unidad 955 de selección de BW de transmisión. Un circuito 960 de FFT inversa (IFFT) aplica una IFFT a la salida del circuito 950 de mapeado de RE. Después de la inserción de un prefijo cíclico (no mostrado), el filtro 970 aplica un filtrado. A continuación se transmite la señal filtrada.

45 La figura 10 ilustra un diagrama de bloques de receptor de ejemplo para una subtrama 1000 PUSCH de acuerdo con una realización de la presente divulgación. Una realización del diagrama de bloques 1000 del receptor PUSCH mostrado en la figura 10 es solo para ilustración. Uno o más de los componentes ilustrados en la figura 10 pueden implementarse en circuitos especializados configurados para realizar las funciones indicadas o uno o más de los componentes pueden implementarse mediante uno o más procesadores ejecutando instrucciones para realizar las funciones indicadas. Se usan otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación.

50 Una señal 1010 recibida se filtra mediante un filtro 1020. Posteriormente, después de que se elimine un prefijo cíclico (no mostrado) un circuito 1030 FFT aplica una FFT. Los RE se mapean mediante un circuito 1040 de mapeado de RE. Los RE 1040 correspondientes a un BW de recepción de PUSCH asignados se seleccionan mediante un selector 1045 de BW de recepción. Un circuito 1050 de DFT inversa (IDFT) aplica una IDFT. El demodulador 1060 recibe una salida desde el circuito 1050 de IDFT y demodula coherentemente símbolos de datos mediante la aplicación de una estimación del canal obtenida desde un DMRS (no mostrado). Un decodificador 1070 decodifica los datos demodulados para proporcionar una estimación de los bits 1080 de datos de información. El decodificador 1070 puede configurarse para implementar cualquier proceso de decodificación, tal como un proceso de decodificación turbo.

La figura 11 ilustra una configuración de ejemplo de una matriz 1100 de antena bidimensional (2D) que se construye a partir de 16 elementos de antena de polarización dual dispuestos en un formato rectangular 4x4 de acuerdo con realizaciones de la presente divulgación. En esta ilustración, cada elemento de antena etiquetado se mapea lógicamente sobre un único puerto de antena. Las dos convenciones de etiquetado alternativas se representan con finalidades ilustrativas (tal como una primera horizontal en 1110 y una primera vertical en 1120). En una realización, un puerto de antena corresponde a múltiples elementos de antena (tales como antenas físicas) combinados a través de la virtualización. Esta matriz polarizada dual 4x4 se ve a continuación como una matriz de 16x2 elementos = 32 elementos. La dimensión vertical (tal como incluyendo 4 filas) facilita una formación del haz en elevación además de una formación del haz azimutal a través de una dimensión horizontal que incluye 4 columnas de antenas polarizadas duales. Una precodificación MIMO en la normalización LTE Ed.12 se dimensiona ampliamente para ofrecer una ganancia de precodificación para una matriz de antena monodimensional. Mientras que la formación del haz fija (tal como una virtualización de antena) se implementa a través de la dimensión de elevación, es incapaz de recoger una ganancia potencial ofrecida por una naturaleza selectiva espacial y en frecuencia de los canales.

En el LTE Ed.12, una precodificación MIMO para un multiplexado espacial puede realizarse o bien con CRS o bien con RS específica de UE. En cualquier caso, cada UE operando en el (los) modo(s) de multiplexado espacial se configura para notificar un indicador de estado del canal (CSI), que puede contener un índice de la matriz de precodificación (PMI). Un informe PMI se deduce a partir de dos puertos de antena, cuatro puertos de antena, u ocho puertos de antena. Si el eNB 103 sigue una recomendación de PMI desde el UE 116, se espera que el eNB 103 precodifique su señal transmitida de acuerdo con un vector o matriz de precodificación recomendado para una subtrama y RB dados. Independientemente de si el eNB 103 sigue esta recomendación, el UE 116 se configura para notificar un PMI de acuerdo con un libro de códigos de precodificación configurado. El PMI incluyendo un índice único o un par de índices se asocia con una matriz de precodificación  $W$  de tamaño  $N_c \times N_L$ , en la que  $N_c$  es un número de puertos de antena en una fila (= número de columnas) y  $N_L$  es un número de capas de transmisión. Se supone que se utiliza solo una fila, por lo tanto una matriz monodimensional.

La TABLA 1 describe libros de códigos para un CSI de rango 1 y rango 2 notificado para los UE configurados para recibir transmisiones de antenas de 8 puertos. Se especifica de modo único una palabra de código particular (tal como un vector o una matriz) en el libro de códigos con dos índices  $i_1$  e  $i_2$ . Para describir los dos libros de códigos, se definen las dos variables siguientes:

$$\begin{aligned} \varphi_n &= e^{j\pi n/2} \\ \mathbf{v}_m &= \left[ 1 \quad e^{j2\pi m/32} \quad e^{j4\pi m/32} \quad e^{j6\pi m/32} \right]^T \end{aligned} \tag{1}$$

TABLA 1

$i_1$	$i_2$							
	0	1	2	3	4	5	6	7
0-15	$W_{2i_1,0}^{(1)}$	$W_{2i_1,1}^{(1)}$	$W_{2i_1,2}^{(1)}$	$W_{2i_1,3}^{(1)}$	$W_{2i_1+1,0}^{(1)}$	$W_{2i_1+1,1}^{(1)}$	$W_{2i_1+1,2}^{(1)}$	$W_{2i_1+1,3}^{(1)}$
$i_1$	$i_2$							
	8	9	10	11	12	13	14	15
0-15	$W_{2i_1+2,0}^{(1)}$	$W_{2i_1+2,1}^{(1)}$	$W_{2i_1+2,2}^{(1)}$	$W_{2i_1+2,3}^{(1)}$	$W_{2i_1+3,0}^{(1)}$	$W_{2i_1+3,1}^{(1)}$	$W_{2i_1+3,2}^{(1)}$	$W_{2i_1+3,3}^{(1)}$
en las que $W_{m,n}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_m \\ \varphi_n \mathbf{v}_m \end{bmatrix}$ ,								

Si el indicador de rango (RI) más recientemente notificado es 1,  $m$  y  $n$  se deducen con los dos índices  $i_1$  e  $i_2$  de acuerdo con la TABLA 1 lo que da como resultado un vector de precodificación de rango 1:

$$W_{m,n}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_m \\ \varphi_n \mathbf{v}_m \end{bmatrix} \tag{2}$$

TABLA 2

$i_1$	$i_2$			
	0	1	2	3
0-15	$W_{2i_1,2i_1,0}^{(2)}$	$W_{2i_1,2i_1,1}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+1,0}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+1,1}^{(2)}$
$i_1$	$i_2$			
	4	5	6	7
0-15	$W_{2i_1+2,2i_1+2,0}^{(2)}$	$W_{2i_1+2,2i_1+2,1}^{(2)}$	$W_{2i_1+3,2i_1+3,0}^{(2)}$	$W_{2i_1+3,2i_1+3,1}^{(2)}$
$i_1$	$i_2$			
	8	9	10	11
0-15	$W_{2i_1,2i_1+1,0}^{(2)}$	$W_{2i_1,2i_1+1,1}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+2,0}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+2,1}^{(2)}$
$i_1$	$i_2$			
	12	13	14	15
0-15	$W_{2i_1,2i_1+3,0}^{(2)}$	$W_{2i_1,2i_1+3,1}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+3,0}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+3,1}^{(2)}$
en las que $W_{m,m',n}^{(2)} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} v_m & v_{m'} \\ \varphi_n v_m & -\varphi_n v_{m'} \end{bmatrix}$				

Si el RI más recientemente notificado es 2,  $m$ ,  $m'$  y  $n'$  se deducen con los dos índices  $i_1$  e  $i_2$  de acuerdo con la

TABLA 2 lo que da como resultado una matriz de precodificación de rango 2  $W_{m,m',n}^{(2)} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} v_m & v_{m'} \\ \varphi_n v_m & -\varphi_n v_{m'} \end{bmatrix}$ .

- 5 Basándose en un concepto de fase dual similar, el libro de códigos de antena de 4 puertos alternativo soportado en el LTE Ed. 12 se describe como sigue:

$$\begin{aligned}
 \varphi_n &= e^{jm/2} \\
 \varphi'_n &= e^{j2\pi m/32} \\
 v'_m &= [1 \quad e^{j2\pi m/32}]^T
 \end{aligned} \tag{3}$$

TABLA 3

$i_1$	$i_2$							
	0	1	2	3	4	5	6	7
0-15	$W_{i_1,0}^{(1)}$	$W_{i_1,8}^{(1)}$	$W_{i_1,16}^{(1)}$	$W_{i_1,24}^{(1)}$	$W_{i_1+8,2}^{(1)}$	$W_{i_1+8,10}^{(1)}$	$W_{i_1+8,18}^{(1)}$	$W_{i_1+8,26}^{(1)}$
$i_1$	$i_2$							
	8	9	10	11	12	13	14	15
0-15	$W_{i_1+16,4}^{(1)}$	$W_{i_1+16,12}^{(1)}$	$W_{i_1+16,20}^{(1)}$	$W_{i_1+16,28}^{(1)}$	$W_{i_1+24,6}^{(1)}$	$W_{i_1+24,14}^{(1)}$	$W_{i_1+24,22}^{(1)}$	$W_{i_1+24,30}^{(1)}$
en las que $W_{m,n}^{(1)} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v'_m \\ \varphi'_n v'_m \end{bmatrix}$								

TABLA 4

$i_1$	$i_2$			
	0	1	2	3
0-15	$W_{i_1, i_1, 0}^{(2)}$	$W_{i_1, i_1, 1}^{(2)}$	$W_{i_1+8, i_1+8, 0}^{(2)}$	$W_{i_1+8, i_1+8, 1}^{(2)}$
$i_1$	$i_2$			
	4	5	6	7
0-15	$W_{i_1+16, i_1+16, 0}^{(2)}$	$W_{i_1+16, i_1+16, 1}^{(2)}$	$W_{i_1+24, i_1+24, 0}^{(2)}$	$W_{i_1+24, i_1+24, 1}^{(2)}$
$i_1$	$i_2$			
	8	9	10	11
0-15	$W_{i_1, i_1+8, 0}^{(2)}$	$W_{i_1, i_1+8, 1}^{(2)}$	$W_{i_1+8, i_1+16, 0}^{(2)}$	$W_{i_1+8, i_1+16, 1}^{(2)}$
$i_1$	$i_2$			
	12	13	14	15
0-15	$W_{i_1, i_1+24, 0}^{(2)}$	$W_{i_1, i_1+24, 1}^{(2)}$	$W_{i_1+8, i_1+24, 0}^{(2)}$	$W_{i_1+8, i_1+24, 1}^{(2)}$
en las que $W_{m, m', n}^{(2)} = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} v'_m & v'_{m'} \\ \varphi_n v'_m & -\varphi_n v'_{m'} \end{bmatrix}$				

Para un FD-MIMO que incluye una matriz de antenas 2D, se utiliza una precodificación 2D y es necesario un mecanismo de notificación de CSI de alto rendimiento, escalable y flexible. Para conseguir el alto rendimiento, se necesita un CSI en el eNB. Esto es especialmente el caso para escenarios de duplexado por división de frecuencia (FDD) en los que la reciprocidad del canal a corto plazo es impracticable. Sin embargo, el diseño de un mecanismo de notificación del CSI que alcance alta precisión con una baja sobrecarga de realimentación razonable es exigente cuando se utilizan más elementos de antena. Especialmente relevante es la capacidad de adaptarse a cambios en las estadísticas del canal a largo plazo que incluyen un perfil del ángulo de salida (AoD) del DL que se caracteriza por una o una pluralidad de agrupaciones del AoD, cada una caracterizada con un valor del AoD y su dispersión angular asociada. A diferencia de los coeficientes de canal a corto plazo, bajo ciertas circunstancias es posible medir las estadísticas de canal a largo término del DL en el eNB incluso para FDD. Suponiendo que la distancia dúplex UL-DL no es demasiado grande, se mantiene una reciprocidad a largo plazo UL-DL y permite al eNB medir el perfil del AoD del DL a partir de las señales del enlace ascendente. Si, por alguna razón, dicho esquema de medición es impracticable, una situación alternativa es una notificación del CSI de baja tasa que contiene una indicación del perfil del AoD del DL.

La figura 12 ilustra una configuración de ejemplo de una representación 1200 de etapa dual equivalente del libro de códigos de rango 1, 8 puertos dado en la TABLA 1 para un valor dado de  $i_1$  e  $i_2$ , un precodificador  $W$  resultante es un producto de dos matrices  $W_1$  y  $W_2$ . La primera matriz  $W_1$  representa un grupo de  $N_b$  vectores DFT de longitud 4 para cada dos polarizaciones. Para la precodificación de rango 1, la segunda matriz (tal como un vector en el caso de rango 1)  $W_2$  selecciona uno de los  $N_b$  haces por grupo de polarización y realiza una co-fase entre dos polarizaciones. En este caso,  $N_b$  se fija para que sea 4.

La figura 13 ilustra una magnitud de ejemplo de un perfil 1300 de respuesta de matriz de los primeros cuatro de ocho puertos de antena (tal como un grupo de polarización) generado por cuatro vectores de precodificación a partir del libro de códigos de la especificación LTE Ed. 12. Por razones ilustrativas, estos cuatro vectores se especifican mediante  $i_1 = 14$  y 1, cada uno con  $i_2 = 0, 4, 8,$  y 12 tal como se describe en la TABLA 1. Un respuesta en matriz, medida en magnitud, se obtiene cuando  $i_2 = k, k+4, k+8,$  y  $k+12$  (por ejemplo,  $k = 1, 2,$  o 3). Como es evidente, un valor dado de  $i_1$ , un indicador de las estadísticas de canal a largo plazo, representa un grupo de cuatro haces que se extienden en una dispersión del AoD fija de 20 grados desde la que el UE 116 selecciona un haz y aplica la co-fase indicada por un valor de  $i_2$ . Dado que se varía el valor de  $i_1$ , un intervalo diferente de los valores del AoD está cubierto aunque la dispersión sigue siendo la misma. El mismo principio de diseño se usa en la TABLA 2, 3 y 4. Es evidente, por lo tanto, que los libros de códigos de la LTE Ed.12 carecen de capacidad para adaptarse a cambios en la dispersión del AoD. Dicha capacidad se hace más crucial para un FD-MIMO que emplea un gran número de puertos de antena más allá de la LTE Ed. 12 no solo desde una perspectiva del rendimiento del DL, sino también en términos de la eficiencia de realimentación del UL.

Para un FD-MIMO, una matriz de precodificación (tal como un precodificador), que se usa por un eNB para realizar precodificación rápida (tal como a corto plazo) para transmitir a un UE y asumida por un UE para deducir un informe de CSI, se describe como

$$P = P_1 P_2 \quad (4)$$

Suponiendo que un número total de antenas de transmisión en el eNB 103 es  $N_{TX}$  y un rango de transmisión o un número de capas para un multiplexado parcial es  $N_L$ , un tamaño de la matriz  $\mathbf{P}$  de precodificación es  $N_{TX} \times N_L$ . Para una matriz polarizada dual con  $N_r$  filas y  $N_c$  columnas ilustrada en la figura 11, el número de antenas de transmisión es  $N_{TX} = 2N_rN_c$ . En este caso  $\mathbf{P}_1$  pertenece a un componente a largo plazo. Por lo tanto se asocia con estadísticas del canal a largo plazo tal como el perfil del AoD anteriormente mencionado y la dispersión del AoD. Alternativamente,  $\mathbf{P}_2$  pertenece a un componente a corto plazo que realiza la selección, co-fase, o cualquier operación lineal al primer componente  $\mathbf{P}_1$ . El precodificador  $\mathbf{P}_2$ , por lo tanto, realiza una transformación lineal del componente a largo plazo tal como una combinación lineal de un conjunto de funciones básicas o vectores asociados con los vectores columna de  $\mathbf{P}_1$ . El número de columnas de  $\mathbf{P}_1$  o el número de filas de  $\mathbf{P}_2$  corresponde al tamaño del conjunto de funciones básicas que se indica por  $N_b$ . En términos de la descripción de la figura 12, el número  $N_b$  de funciones básicas es igual a  $2N_b$ .

Desde una perspectiva de una realimentación del CSI, el UE 116 supone un componente  $\mathbf{P}_1$  precodificador a largo plazo para todas las sub-bandas (tal como la precodificación de banda ancha). El componente  $\mathbf{P}_2$  a corto plazo, por otro lado, se calcula para cada sub-banda (como precodificación de sub-bandas) como una alternativa al informe de precodificación de banda ancha. El UE notifica un PMI correspondiente a  $\mathbf{P}_1$  y otro PMI correspondiente a  $\mathbf{P}_2$ . Dado que el componente de banda ancha a largo plazo del precodificador tiende a variar más lentamente, el PMI correspondiente a  $\mathbf{P}_1$  se notifica a una tasa inferior o como mucho la misma que el PMI correspondiente a  $\mathbf{P}_2$ .

Los libros de códigos de LTE Ed. 12 en la TABLA 1, 2, 3 y 4 (y los libros de códigos asociados para otros rangos en la REF3) se describen de la misma manera. Cada uno de estos libros de códigos se diseña como una precodificación mono-dimensional (1D). Para FD-MIMO que utiliza una matriz bidimensional, sin embargo, se emplea una precodificación bidimensional (2D) en donde se describe un precodificador  $\mathbf{P}$  como un producto de Kronecker de dos precodificadores —cada uno para una de las dos dimensiones—. Siguiendo un esquema de indexado del puerto en la realización 1110 de la figura 11, este precodificador producto se describe como

$$\mathbf{P} = (\mathbf{P}_{1,H}\mathbf{P}_{2,H}) \otimes (\mathbf{P}_{1,V}\mathbf{P}_{2,V}) = (\mathbf{P}_{1,H} \otimes \mathbf{P}_{1,V})(\mathbf{P}_{2,H} \otimes \mathbf{P}_{2,V}) \quad (5).$$

$H$  y  $V$  indican una dimensión horizontal y una dimensión vertical, respectivamente. La primera representación implica que el precodificador  $\mathbf{P}$  global se construye en componentes horizontales y verticales a través del producto de Kronecker. La segunda representación implica que cada uno de los precodificadores a largo plazo y corto plazo se construye con un precodificador horizontal y un precodificador vertical a través de producto de Kronecker. Por lo tanto, esta divulgación presente construye un libro de códigos de precodificación 2D a partir de dos libros de códigos de precodificación 1D de acuerdo con la descripción anterior. Cada palabra de código en un libro de códigos 2D se construye de acuerdo con la ecuación (2). Por ejemplo, un libro de códigos de precodificación para FD-MIMO que emplee una matriz polarizada dual 4x4 (tal como  $N_r = 4$ ,  $N_c = 4$ ,  $N_{TX} = 32$ ) representada en la realización 1110 de la figura 11 se construye a través del producto de Kronecker a partir de un libro de códigos polarizado simple de 4 puertos para la dimensión vertical y un libro de códigos polarizado dual de 8 puertos para la dimensión horizontal.

Si se sigue un esquema de indexado de puerto en la realización 1100 de la figura 11, la descripción en la ecuación (2) se reescribe como

$$\mathbf{P} = (\mathbf{P}_{1,V}\mathbf{P}_{2,V}) \otimes (\mathbf{P}_{1,H}\mathbf{P}_{2,H}) = (\mathbf{P}_{1,V} \otimes \mathbf{P}_{1,H})(\mathbf{P}_{2,V} \otimes \mathbf{P}_{2,H}) \quad (6)$$

Comparada con la ecuación (2), la ecuación (3) simplemente cambia  $H$  y  $V$  de su descripción. Las construcciones de libro de códigos que suponen este esquema de indexado del puerto son extensiones obvias de las que supone el esquema de indexado de puerto en la realización 1110. Alternativamente, la estructura de Kronecker se aplica solamente a la primera etapa de precodificación mientras que la segunda etapa de precodificación realiza una transformación lineal a la matriz de precodificación de la primera etapa. En este caso, el precodificador producto se describe como sigue:

$$\mathbf{P} = (\mathbf{P}_{1,H} \otimes \mathbf{P}_{1,V})\mathbf{P}_2 \quad (\text{indexado en la realización 1110})$$

$$\mathbf{P} = (\mathbf{P}_{1,V} \otimes \mathbf{P}_{1,H})\mathbf{P}_2 \quad (\text{indexado en la realización 1100}) \quad (6B)$$

De modo análogo a la descripción de la figura 12, el número de funciones base  $N_b$  es igual a  $2N_{b,V}N_{b,H}$ .

En diversas realizaciones, es inalcanzable una información fiable del CSI en el eNB 103. Por ejemplo, cuando el UE 116 se mueve a una elevada velocidad de movilidad o la interferencia inter-célula es ruidosa debido a la carencia de una coordinación eficiente de la interferencia inter-célula, una realimentación del CSI desde el UE 116 queda rápidamente obsoleta en el eNB 103. En dichas circunstancias, una solución en lazo totalmente cerrado que confíe en una realimentación del UE rápida y una formación del haz/precodificación de alta resolución incurre en una gran pérdida de rendimiento del sistema. La pérdida se amplifica cuando se emplean grandes matrices de antena (tales como las matrices 2D en FD-MIMO). Aunque la precodificación a corto plazo tiende a dar como resultado pérdida de rendimiento bajo estos escenarios, una precodificación a largo plazo, definida como una en la que el PMI asociado

se notifica con una tasa inferior desde un UE 116 a un eNB 103, permite una mayor estabilidad y predictibilidad. Esto se mantiene cuando una realimentación del PMI asociada con la precodificación a largo plazo transmite la información del subespacio de precodificación que se correlaciona con las estadísticas del canal de DL a largo plazo. En este caso, un subespacio de precodificación se refiere a un grupo o intervalo de posibles vectores de precodificación a diferencia de una elección del vector de precodificación.

La figura 14 ilustra un diagrama de ejemplo de un escenario 1400 de operación FD-MIMO típico en el que un perfil multi-trayecto del canal de DL a largo plazo entre un eNB 103 y un UE 116 está contenido dentro de un intervalo de la dispersión 1405 del AoD del DL de acuerdo con la presente divulgación. Si está accesible una estimación fiable de estas estadísticas a largo plazo en el eNB 103, el eNB 103 contiene su transmisión al UE 116 dentro de un intervalo de los AoD 1405 del DL en donde la energía del canal es sustancial. En otras palabras, en lugar de transmitir datos a lo largo de un haz particular asociado con un único vector de precodificación, el eNB 103 transmite a través de una pluralidad de haces. Cuando los impedimentos de realimentación del CSI son graves, este planteamiento se espera que sea más robusto que el que requiere la realimentación del CSI a corto plazo. Por lo tanto, existe una necesidad de diseñar un procedimiento MIMO de realimentación reducida, especialmente para, pero sin limitarse a, FD-MIMO, que principalmente se base en una realimentación del PMI más lenta o a largo plazo. Por ejemplo, existe una necesidad de diseñar libros de códigos que faciliten una operación de realimentación reducida y definir procedimientos y tipos de notificación del CSI que incluyan un indicador de calidad del canal (CQI), un indicador de rango (RI), un indicador de la matriz de precodificación (PMI), y una combinación de los mismos asociada con el procedimiento de realimentación reducida.

Siguiendo la descripción dada en las ecuaciones (4), (5) y (6), junto con su interpretación, la presente divulgación construye un procedimiento de transmisión del DL, junto con sus procedimientos de señalización del DL y UL que lo acompañan, para matrices de antena rectangulares polarizadas duales 2D con  $N_r$  filas y  $N_c$  columnas a partir de un producto de Kronecker entre un esquema de transmisión para una matriz polarizada dual 1D con  $N_c$  elementos polarizados duales (tal como  $2N_c$  elementos antena que representan una dimensión horizontal) y un esquema de transmisión para un libro de códigos polarizado simple 1D con  $N_r$  elementos polarizados simples (tal como  $N_r$  elementos de antena que representan una dimensión vertical). Por lo tanto, se deduce que el esquema de transmisión que es capaz de adaptarse a diferentes tamaños de la matriz de antena 2D se deriva de esquemas de transmisión 1D (tal como algunos para matrices de antenas de polarización simple y otros para matrices de antenas de polarización dual) que son capaces de adaptarse a diversos valores de  $N_r$  y  $N_c$ .

Aunque la horizontal se asocia con una matriz de antena polarizada dual y vertical con una matriz de antena polarizada simple en la presente divulgación, esta asociación es ejemplar. En una realización, la horizontal se asocia con matriz polarizada simple y vertical con matriz polarizada dual es asimismo igualmente aplicable.

Basándose en la observación anterior, realizaciones de la presente divulgación describen el procedimiento de transmisión para una matriz polarizada dual 1D con  $N_c$  elementos polarizados duales (tal como  $2N_c$  antenas) y una matriz polarizada simple 1D con  $N_r$  elementos polarizados simples (tal como  $N_r$  antenas). A partir de estos procedimientos, se construye un núcleo de procedimientos de transmisión para una matriz de antena polarizada dual 2D con  $N_c$  columnas y  $N_r$  filas de acuerdo con la descripción dada en las ecuaciones (4), (5) y (6).

La figura 15 ilustra un procedimiento de transmisión ejemplar 1500 que incluye un módulo 1510 de transmisión en lazo abierto. Mientras el gráfico de flujo representa una serie de etapas secuenciales, a menos que se establezca explícitamente, no debería extraerse ninguna deducción a partir de esa secuencia con relación al orden de comportamiento específico, realización de las etapas o partes de las mismas en serie en lugar de simultáneamente o de forma solapada, o comportamiento de las etapas representadas exclusivamente sin la aparición de etapas intercaladas o intermedias. El proceso representado en el ejemplo representado se implementa mediante cadenas de transmisores en, por ejemplo, un eNB o un UE.

Desde un lado frontal, se utiliza un módulo 1520 de precodificación  $P_{1,v}$  dinámica para precodificar  $N_{b,v}$  flujos de señales en paralelo en  $N_{Tx,v}$  flujos de señales en paralelo en donde cada uno de los flujos  $N_{Tx,v}$  en paralelo se mapean a un puerto de TXRU (tal como una antena). En este caso,  $N_{Tx,v} \leq N_r$  representa el número de puertos TXRU en una dimensión vertical. El parámetro  $N_{b,v}$  indica un número de vectores o haces de precodificación a través de los que se realiza la transmisión de datos. Desde un lado de entrada, un módulo 1510 de transmisión en lazo abierto opera sobre su entrada para generar  $N_{b,v}$  flujos en paralelo que sirven como entradas al módulo 1520 de precodificación dinámica. Siguiendo la descripción dada en las ecuaciones (4), (5) y (6), junto con su interpretación, el módulo 1510 de transmisión en lazo abierto sustituye un módulo de precodificación  $P_{2,v}$  a corto plazo. Por lo tanto, la presente divulgación utiliza una precodificación  $P_{1,v}$  a largo plazo junto con una operación en lazo abierto. Para una transmisión a un UE particular, tal como el UE 116, se aplica el mismo precodificador a través de todos los RB asignados a él (tal como un precodificador de banda ancha). Como se ilustra en la figura 11, se determina una forma de un módulo de transmisión en lazo abierto o bien mediante un rango de transmisión o bien un número de capas de transmisión para multiplexado espacial  $v$  y un número  $N_{b,v}$  de sus flujos de salida paralelo. Una forma del módulo de precodificación dinámica, por otro lado, se determina por un número  $N_{b,v}$  de sus flujos de entrada en paralelo y el número de puertos TXRU (antena).

Existen varias posibilidades para un módulo de transmisión en lazo abierto tal como una diversidad del haz conmutada en frecuencia o unos ciclos de precodificador, una codificación en bloque espacio-frecuencia y una diversidad de retardo cíclico. La siguiente realización describe un procedimiento de transmisión en lazo abierto que utiliza una diversidad del haz conmutada en frecuencia para un rango  $v=1$  y uno  $v=2$ . En ciertas realizaciones, este diseño se extiende para rangos de transmisión más altos. Estas realizaciones se aplican a cualquier valor de  $N_{b,v}$  tal como  $N_{b,v} = 1, 2$  y  $4$ . El caso especial de  $N_{b,v} = 1$  corresponde a un orden de diversidad de 1 (tal como no diversidad de ganancia).

Para unos  $N_{b,v}$  haces dados generados por los  $N_{b,v}$  vectores columna en  $\mathbf{P}_{1,v}$ , el eNB 103 realiza conmutación/ciclos del haz a través de la frecuencia a través de subportadoras/RE, RB o sub-bandas. En este caso, se realiza un ciclo para cada una de las  $v_v$  capas de transmisión. Un patrón de ciclos se basa en una secuencia o patrón predeterminado. Cuando los ciclos se realizan a través de subportadoras o RE, el correspondiente esquema de transmisión en lazo abierto se describe como una matriz de precodificación  $\mathbf{C}_v(\lambda, i)$  que es una función de la capa de transmisión  $\lambda$  ( $\lambda \in \{0, 1, \dots, \max(v)-1\}$ ) y un RE de índice  $i$ . Por lo tanto,  $\mathbf{P}_v(\lambda, i) = \mathbf{P}_{1,v}\mathbf{C}_v(\lambda, i)$  es un precodificador compuesto (tal como análogo a (1)) asociado con una capa  $\lambda$  ( $\lambda \in \{0, 1, \dots, \max(v)-1\}$ ) y el RE de índice  $i$ .

Se usa la siguiente realización de patrón de ciclos y su matriz  $\mathbf{C}_{\lambda,i}$  asociada. Este patrón se define por una capa  $\lambda$  dada. Un parámetro de índice  $i_{\lambda,i}$  es un índice del vector de precodificación para una capa  $\lambda$  de transmisión y se define un RE de índice  $i$  que comenzando desde 0 y finalizando en  $N_{b,v}-1$ .  $i_{\lambda,i} = \text{mod}(i + \Delta_{\lambda}, N_{b,v}), i = 0, 1, \dots$ .  $\mathbf{C}_v(\lambda, i) = \mathbf{e}_{i_{\lambda,i}} = [0 \dots 0 \ 1 \ 0 \dots 0]^T$  (tal como vector columna de longitud  $N_{b,v}$ , solo su  $(i_{\lambda,i}-1)$ -ésimo elemento es no cero), en el que  $\Delta_{\lambda}$  indica un desplazamiento de índice específico de la capa que evita solapes del precodificador a través de diferentes capas de transmisión. En efecto, este patrón realiza ciclos a través de  $N_{b,v}$  precodificadores diferentes cuando se incrementa el RE índice  $i$ .

En ciertas realizaciones para  $i_{\lambda,i}$  con la misma descripción de  $\mathbf{C}_v(\lambda, i)$  viene dado por la ecuación a continuación. En este caso los ciclos se realizan en una unidad de  $v_v$  RE en lugar de cada RE.  $i_{\lambda,i} =$

$\text{mod}\left(\left\lfloor \frac{i}{v_v} \right\rfloor + \Delta_{\lambda}, N_{b,v}\right) + i, i = 0, 1, \dots$ . Un ciclo de precodificador se realiza también a través de fracciones de un

RB consistiendo cada una en una pluralidad de RE o a través de RB. El RE índice  $i$  que se mapea sobre un recurso elemental (es decir RE) de posición  $(k, l)$  sobre un puerto de antena no reservado para otras finalidades está en orden creciente de primero el índice  $k$  correspondiente a una subportadora de frecuencia sobre los bloques de recursos físicos asignados y a continuación el índice  $l$  correspondiente a un símbolo OFDM, comenzando con la primera ranura en una subtrama.

Para soportar MU-MIMO, se realiza un conjunto de patrones de ciclos  $i_{\lambda,i}, \lambda = 0, 1, \dots, \max(v)-1$  específicos del UE. En ciertas realizaciones, se asignan parámetros de desplazamiento del índice específicos del UE  $\{\Delta_{\lambda}, \lambda = 0, 1, \dots, \max(v)-1\}$  al UE 116 bien implícitamente o bien explícitamente. Por ejemplo, la asignación implícita es enlazar los parámetros de desplazamiento con un ID del UE (tal como RNTI del UE para PDSCCH). En otro ejemplo, una señalización explícita desde un eNB 103 en servicio al UE 116 se realiza para asignar una asignación explícita usando bien a través de la señalización de la capa más alta (RRC) o asignación del DL (tal como una parte del campo de la información de control del enlace descendente (DCI)).

La figura 16 ilustra un diagrama de bloques de un método 1600 de transmisión que incluye un módulo 1610 de transmisión en lazo abierto y un módulo 1620 de precodificación dinámica. Mientras que el diagrama de flujo representa una serie de etapas secuenciales, a menos que se establezca explícitamente, no debería extraerse ninguna deducción a partir de esa secuencia con relación al orden específico de rendimiento, rendimiento de etapas o partes de las mismas en serie en lugar de simultáneamente o en una forma solapada, o realización de las etapas representadas exclusivamente sin la aparición de etapas intercaladas u intermedias. Los procesos representados en el ejemplo representado se implementan mediante cadenas de transmisores en, por ejemplo, un eNB o un UE.

Desde un lado frontal, se utiliza un módulo 1620 de precodificación  $\mathbf{P}_{1,H}$  dinámica para precodificar  $2N_{b,H}$  flujos de señales en paralelo (tal como  $N_{b,H}$  flujos de señales en paralelo por grupo de polarización como una entrada a  $\mathbf{V}_{1,H}$ ) en  $N_{TX,H}$  flujos de señales en paralelo en donde cada uno de los flujos  $N_{TX,H}$  en paralelo se mapean a un puerto de TXRU (tal como una antena). En este caso,  $N_{TX,H} \leq N_t$  representa el número de puertos TXRU en una dimensión horizontal. Un parámetro  $N_{b,H}$  indica un número de vectores o haces de precodificación por grupo de polarización a través de los que se realiza la transmisión de datos. Desde un lado de entrada, un módulo 1610 de transmisión en lazo abierto opera sobre su entrada para generar  $2N_{b,H}$  flujos en paralelo, que sirven como entradas al módulo 1620 de precodificación dinámica. Siguiendo la descripción dada en las ecuaciones (4), (5) y (6), junto con su interpretación, el módulo 1610 de transmisión en lazo abierto sustituye un módulo de precodificación  $\mathbf{P}_{2,H}$  a corto plazo. Por lo tanto, realizaciones de la divulgación utilizan la precodificación  $\mathbf{P}_{1,H}$  a largo plazo junto con la operación de transmisión en lazo abierto. Para una transmisión a un UE particular, tal como el UE 116, se aplica el mismo precodificador a través de todos los RB asignados a él (tal como un precodificador de banda ancha).

Como se ilustra en la figura 16, se determina una forma de un módulo de transmisión en lazo abierto mediante un rango de transmisión, o bien un número de capas de transmisión para multiplexado espacial  $v$  y un número de sus flujos de salida paralelo por grupo de polarización  $N_{b,H}$ . En ciertas realizaciones, se determina una forma de módulo de transmisión en lazo abierto mediante un número de capas de transmisión para un multiplexado espacial. Una

forma del módulo de precodificación dinámica, por otro lado, se determina por un número de sus flujos  $N_{b,H}$  de entrada en paralelo y el número de puertos TXRU (tal como la antena).

5 En ciertas realizaciones, el módulo 1610 de transmisión en lazo abierto utiliza la diversidad del haz conmutada en frecuencia para rango  $v = 1$  y  $v = 2$ . En ciertas realizaciones, el módulo 1610 de transmisión en lazo abierto que utiliza una diversidad del haz conmutada en frecuencia se extiende para rangos de transmisión más altos. En cierta realización, el módulo 1610 de transmisión en lazo abierto utiliza unos ciclos de precodificador, una codificación del bloque espacio-frecuencia y/o una diversidad de retardo cíclico. Estas realizaciones de ejemplo se aplican a cualquier valor de  $N_{b,H}$  tal como  $N_{b,H} = 1, 2$  y  $4$ . A diferencia de la dimensión vertical,  $N_{b,H} = 1$  es aplicable para horizontal debido a la polarización dual. Esto es,  $N_{b,H} = 1$  permite un orden de diversidad de  $2$ .

10 Para unos  $2N_{b,H}$  haces dados generados por los  $2N_{b,H}$  vectores columna en  $\mathbf{P}_{1,H}$ , el eNB 103 realiza una conmutación ciclos del haz a través de la frecuencia (tal como tanto a través de subportadoras/RE, RB o subbandas). En este ejemplo, los ciclos se realizan para cada una de las  $v_H$  capas de transmisión. Se asocia un patrón de ciclos con una secuencia o un patrón predeterminados. Cuando los ciclos se realizan a través de subportadoras o RE, se describe un esquema de transmisión en lazo abierto correspondiente como una matriz de precodificación  $\mathbf{C}_H(\lambda, i)$ , que es función de la capa de transmisión  $\lambda (\lambda \in \{0, 1, \dots, \max(v)-1\})$  y un RE índice  $i$ . Por lo tanto,  $\mathbf{P}_{1,H}(\lambda, i) = \mathbf{P}_{1,H} \mathbf{C}_H(\lambda, i)$  es un precodificador compuesto (análogo a (1)) asociado con la capa  $\lambda (\lambda \in \{0, 1, \dots, \max(v)-1\})$  y el RE índice  $i$ .

15 En ciertas realizaciones, se usa un patrón de ciclos y su matriz  $\mathbf{C}_H(\lambda, i)$  asociada. El patrón de ciclos se define para una capa  $\lambda$  dada. Un parámetro  $l_{\lambda, i}$  de índice es un índice del vector de precodificación para la capa  $\lambda$  de transmisión y un RE índice  $i$  que se define comenzando desde  $0$  y finalizando en  $2N_{b,H} - 1$ .

$$I_{\lambda, i} = \text{mod}(i + \Delta_{\lambda}, 2N_{b,H}), i = 0, 1, \dots, \mathbf{C}_H(\lambda, i) = \mathbf{e}_{I_{\lambda, i}} = [0 \dots 0 \quad 1 \quad 0 \dots 0]^T \quad (7)$$

25 (un vector columna de longitud  $2N_{b,H}$ , solo su  $(l_{\lambda, i} - 1)$ -ésimo elemento es no cero), en el que  $\Delta_{\lambda}$  denota un desplazamiento de índice específico de la capa que evita solapes del precodificador a través de diferentes capas de transmisión. En efecto, este patrón realiza ciclos a través de  $2N_{b,H}$  precodificadores diferentes cuando se incrementa el RE índice  $i$ .

En ciertas realizaciones para  $l_{\lambda, i}$  con la misma descripción de  $\mathbf{C}_H(\lambda, i)$  se da en la ecuación a continuación. Unos ciclos se realizan en una unidad de  $v_H$  RE en lugar de en cada RE.  $l_{\lambda, i} = \text{mod}\left(\left\lfloor \frac{i}{v_H} \right\rfloor + \Delta_{\lambda}, 2N_{b,H}\right) + i, i = 0, 1, \dots$ . Un ciclo de precodificador se realiza a través de fracciones de un RB consistiendo cada una en una pluralidad de RE o a través de RB. El RE índice  $i$  que se mapea sobre un recurso elemental (RE) de posición  $(k, l)$  sobre un puerto de antena no reservado para otras finalidades está en orden creciente de primero el índice  $k$  correspondiente a una subportadora de frecuencia sobre los bloques de recursos físicos asignados y a continuación el índice  $l$  correspondiente a un símbolo OFDM, comenzando con la primera ranura en una subtrama.

30 Para soportar MU-MIMO, se realiza un conjunto de patrones de ciclos  $l_{\lambda, i}, \lambda = 0, 1, \dots, \max(v)-1$  específicos del UE. En ciertas realizaciones, se asignan unos parámetros de desplazamiento del índice específicos del UE  $\{\Delta_{\lambda}, \lambda = 0, 1, \dots, \max(v)-1\}$ . Estos parámetros de desplazamiento se asignan al UE 116 implícita o explícitamente. En un ejemplo, se usa una asignación implícita para enlazar los parámetros de desplazamiento con el ID del UE (tal como RNTI del UE para PDSCH). En otro ejemplo, se usa una asignación explícita para realizar una señalización explícita desde un eNB 103 en servicio a un UE 116 usando bien una señalización de la capa más alta (RRC) o una asignación del DL (tal como una parte del campo DCI).

40 La figura 17A ilustra un diagrama de bloques de ejemplo de una matriz 1700 de antena 2D que utiliza los anteriores esquemas horizontal y vertical para la matriz de antena 2D descrita en la figura 11. La realización de la matriz 1700 de antena 2D mostrada en la figura 17A es solo para ilustración. Podrían usarse otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación.

45 Se multiplexa un flujo de símbolos 1705 de datos modulados de acuerdo con una regla 1710 de mapeado para generar  $v = v_V \cdot v_H$  flujos 1715 paralelos. Una  $v$  representa un rango de transmisión total o un número de capas de transmisión para un multiplexado espacial que es un producto de un rango vertical y uno horizontal. Un módulo 1720 de transmisión en lazo abierto, construido a partir de un producto de Kronecker de un módulo vertical y uno horizontal, acepta estas  $v$  capas como sus entradas y produce la salida de  $N_B = 2N_{b,V} N_{b,H}$  flujos 1725 paralelos en la que se requiere que  $N_b > v$  para alcanzar una ganancia de diversidad en transmisión. Estos  $N_B$  flujos en paralelo se procesan adicionalmente mediante un módulo 1730 de precodificación dinámica que se construye a partir de un producto de Kronecker de un módulo vertical y uno horizontal como se ha descrito anteriormente. La salida son  $N_{TX} = N_{TX,V} N_{TX,H}$  flujos 1735 paralelo, sirviendo cada uno como una entrada a un TXRU. En esta realización, además de los rangos de transmisión, se configura un número de haces  $N_{b,H}$  y  $N_{b,V}$  para cada UE (tal como específico del UE) y se adaptan a un eNB 103 en servicio.

55 La figura 17B ilustra un diagrama de bloques de ejemplo de una matriz 1750 de antena 2D que utiliza los anteriores esquemas horizontal y vertical para la matriz de antena 2D descrita en la figura 11. La realización de la matriz 1750

de antena 2D mostrada en la figura 17B es solo para ilustración. Podrían usarse otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación. Se multiplexa un flujo de símbolos 1755 de datos modulados de acuerdo con una regla 1760 de mapeado para generar  $v = v_V v_H$  flujos 1765 paralelos. Una  $v$  representa un rango de transmisión total o un número de capas de transmisión para un multiplexado espacial que es un producto de un rango vertical y uno horizontal. Un módulo 1770 de transmisión en lazo abierto, que opera conjuntamente en las dimensiones tanto vertical como horizontal (véase la ecuación (6B)), acepta estas  $v$  capas como sus entradas y produce la salida de  $N_B = 2N_{b,V} N_{b,H}$  flujos 1775 paralelos en la que se requiere que  $N_B > v$  para alcanzar ganancia de diversidad en transmisión. Por lo tanto, el módulo 1770 de transmisión en lazo abierto funciona a través de  $N_B$  flujos en paralelo. Estos  $N_B$  flujos en paralelo se procesan adicionalmente mediante un módulo 1780 de precodificación dinámica que se construye a partir de un producto de Kronecker de un módulo vertical y uno horizontal como se ha descrito anteriormente. La salida son  $N_{TX} = N_{TX,V} N_{TX,H}$  flujos 1785 paralelo, sirviendo cada uno como una entrada a un TXRU. En esta realización, además de los rangos de transmisión, se configura un número de haces  $N_{b,H}$  y  $N_{b,V}$  para cada UE (tal como específico del UE) y se adaptan a un eNB 103 en servicio.

Las figuras 18A, 18B y 18C ilustran diagramas de bloques ejemplares de una matriz 1800, 1801 y 1802 de antena 2D en la que se emplea siempre una precodificación vertical a largo plazo con  $N_{b,V} = 1$ . Las matrices de antena mostradas en las figuras 18A a 18C son solo para ilustración. Podrían usarse otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación.

En ciertas realizaciones, no es necesario un módulo de transmisión en lazo abierto vertical. En consecuencia, se establece un rango  $v_V$  de transmisión a 1. Para algunos UE, las variaciones del canal se configuran con una transmisión en lazo semi-abierto (OL) en una dimensión y una transmisión en lazo cerrado (CL) en la otra dimensión. Por ejemplo, las variaciones del canal se configuran con una transmisión semi-OL en una dimensión horizontal y/o una transmisión CL en una dimensión vertical. En cierta realización, las variaciones del canal se aplican al otro caso en el que la semi-OL y CL son en las dimensiones vertical y horizontal.

En el ejemplo mostrado en la figura 18A, se multiplexa un flujo de símbolos 1805 de datos modulados de acuerdo con una regla 1810 de mapeado para generar  $v = v_H$  flujos 1815 paralelos. Una  $v$  representa un rango de transmisión total o un número de capas de transmisión para un multiplexado espacial que es un producto de un rango vertical y uno horizontal. Un módulo 1820 de transmisión en lazo abierto, acepta estas  $v$  capas como sus entradas y produce la salida de  $N_B = 2N_{b,H}$  flujos 1825 paralelos en la que se requiere que  $N_B > v$  para alcanzar ganancia de diversidad en transmisión. Estos  $N_B$  flujos en paralelo se procesan adicionalmente mediante un módulo 1830 de precodificación dinámica que se construye a partir de un producto de Kronecker de un módulo vertical y uno horizontal como se ha descrito anteriormente. La salida son  $N_{TX} = N_{TX,V} N_{TX,H}$  flujos 1835 paralelo, sirviendo cada uno como una entrada a un TXRU. En esta realización, además de los rangos de transmisión, se configura un número de haces  $N_{b,H}$  para cada UE (tal como específico del UE) y se adaptan a un eNB 103 en servicio.

En ciertas realizaciones, para algunos UE, las variaciones del canal se configuran con una transmisión semi-OL en una dimensión y una transmisión CL en la otra dimensión. Por ejemplo, las variaciones del canal se configuran con una transmisión semi-OL en una dimensión horizontal y una transmisión CL en una dimensión vertical. En ciertas realizaciones, las variaciones del canal se aplican al otro caso en el que una semi-OL y una CL son en las dimensiones vertical y horizontal.

En ciertas realizaciones, como se ilustra en la figura 18B, el UE 116 se configura con una precodificación vertical de etapa única, a corto plazo/SB en una transmisión CL. En esta realización, un módulo 1720  $C_V$  de transmisión en lazo abierto ilustrado en la figura 17A es sustituido con un precodificador 1840  $P_V$  vertical a corto plazo/SB, y no hay precodificador vertical a largo plazo.

En ciertas realizaciones, como se ilustra en la figura 18C, el UE 116 se configura con una precodificación vertical de doble etapa en una transmisión CL. En este caso, un módulo 1720  $C_V$  de transmisión en lazo abierto ilustrado en la figura 17A es sustituido con un precodificador 1850,  $P_{2,V}$  vertical a corto plazo/SB, y hay un precodificador  $P_{1,V}$  vertical a largo plazo.

En ciertas realizaciones, una transmisión de datos implica un ciclo del precodificador a través de los RE o subportadoras de frecuencia. Por lo tanto, un procedimiento procesa las RS de demodulación específicas del UE adjuntas con un módulo de precodificación dinámica pero no con un módulo de transmisión en lazo abierto. Como se ilustra en la figura 17A, se inserta la RS de demodulación específica del UE entre el módulo 1720 de transmisión en lazo abierto y el módulo 1730 de precodificación dinámica, y se multiplexa con los flujos de datos 1703. De la misma manera, la RS de demodulación específica del UE se inserta entre una unidad 1820 y una unidad 1830, y se multiplexa con flujos de datos 1803-A, 1803-B, 1803-C en la figura 18A, 18B y 18C. Por lo tanto, es necesario un conjunto de  $N_B = 2N_{b,V} N_{b,H}$  puertos de RS específicas del UE para ciertas realizaciones en la figura 17A y  $N_B = 2N_{b,H}$  en la figura 18.

En ciertas realizaciones, un CSI-RS no precodificado se multiplexa con flujos de datos 1735 en la figura 17A, o los flujos de datos 1835 en la figura 18A, 1845 en la figura 18B, 1855 en la figura 18C. En estas realizaciones, se asignan un conjunto de  $N_{TX} = N_{TX,V} N_{TX,H}$  puertos de CSI-RS para un UE 116 asociado.

En ciertas realizaciones, un CSI-RS de haz formado o precodificado que, justamente como el CSI-1RS no precodificado, se multiplexa con los flujos de datos 1735 en la figura 17A, o los flujos de datos 1835, 1845, 1855 en las figuras 18A, 18B y 18C, respectivamente. En estas realizaciones, se asignan un conjunto de  $N_{TX} = N_{TX,V}N_{TX,H}$  puertos de CSI-RS para un UE 116 asociado.

- 5 En ciertas realizaciones, un CSI-RS de haz formado o precodificado que se multiplexa con una RS de demodulación y los flujos de datos 1735 en la figura 17A, o la RS de demodulación y los flujos de datos 1835, 1845, 1855 en las figuras 18A, 18B y 18C, respectivamente. En estas realizaciones, son necesarios un conjunto de  $N_B = 2N_{b,V}N_{b,H}$  puertos de CSI-RS para la realización en la figura 17A y  $N_B = 2N_{b,H}$  para la figura 18A.

10 Para facilitar una información de CSI desde el UE 116 a un eNB 103 en servicio, se da soporte a al menos un libro de códigos de precodificación que asocia un índice con una matriz de precodificación recomendada. En la presente divulgación, se usa un conjunto de libros de códigos de precodificación que pertenecen a  $\mathbf{P}_{1,H}$  y/o  $\mathbf{P}_{1,V}$ . Para  $\mathbf{P}_{1,H}$ , cada uno de los libros de códigos se caracteriza por un número  $N_{b,H}$  de flujos de entrada en paralelo por grupo de polarización, que representa un número de haces por grupo de polarización y el número  $N_{TX,H}$  de puertos TXRU (tal como antena) en la dimensión horizontal. Para  $\mathbf{P}_{1,V}$  cada uno de los libros de códigos se caracteriza por un  $N_{b,V}$  número de flujos de entrada en paralelo, que representan el número de haces y el número  $N_{TX,V}$  de puertos TXRU (tales como antenas) en la dimensión vertical.

Para la dimensión horizontal asociada con una matriz polarizada dual 1D, se dan a continuación algunos diseños de libros de códigos ejemplares para  $\mathbf{P}_{1,H}$ . Primero, se describe un diseño para  $\mathbf{P}_{1,H}$  para un valor dado de  $N_c$  como sigue (análogo a la figura 12):

$$20 \quad \mathbf{V}_{i_{1,H}} = [\mathbf{v}_{I_0(i_{1,H})} \quad \mathbf{v}_{I_1(i_{1,H})} \quad \dots \quad \mathbf{v}_{I_{N_{b,H}-1}(i_{1,H})}], \mathbf{P}_{1,H} = \mathbf{P}_1^{(i_{1,H})} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{i_{1,H}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{V}_{i_{1,H}} \end{bmatrix} \quad (8),$$

en la que  $\mathbf{V}_{i_{1,H}}$  es una matriz  $N_c \times N_{b,H}$  que incluye un conjunto de  $N_{b,H}$  haces (tales como vectores de precodificación) para cada uno de los dos grupos de polarización. Se utiliza un conjunto de índices  $\{I_0(i_{1,H}), I_1(i_{1,H}), \dots, I_{N_{b,H}-1}(i_{1,H})\}$  que depende de un índice  $i_{1,H}$  del vector/matriz de precodificador para parametrizar vectores de haces/precodificación. Para adaptarse a cambios en las estadísticas del canal a largo plazo tales como el perfil del AoD del DL, esta divulgación incluye un diseño que combina una pluralidad de libros de códigos con una estructura dada en (4) asociada con una pluralidad de valores de  $N_{b,H}$ .

La co-fase también se realiza para cada uno de los  $N_{b,H}$  haces a través de los dos grupos de polarización. Esto da como resultado  $N_{b,H}$  multiplicaciones escalares en el segundo componente/del bloque de  $\mathbf{P}_{1,H}$ . Un ejemplo de esta realización se describe como sigue:

$$30 \quad \mathbf{V}_{i_{1,H}} = [\mathbf{v}_{I_0(i_{1,H})} \quad \mathbf{v}_{I_1(i_{1,H})} \quad \dots \quad \mathbf{v}_{I_{N_{b,H}-1}(i_{1,H})}], \mathbf{P}_{1,H} = \mathbf{P}_1^{(i_{1,H})} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{i_{1,H}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{V}_{i_{1,H}} \Phi \end{bmatrix}$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} e^{j\phi_0} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\phi_1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\phi_{N_{b,H}-1}} \end{bmatrix}, \phi_n \in \left\{ 0, \frac{2\pi}{N_\phi}, \frac{4\pi}{N_\phi}, \dots, \frac{2\pi}{N_\phi} (N_\phi - 1) \right\}, n = 0, 1, \dots, N_{b,H} - 1$$

1 . (8A)

Un parámetro  $N_\phi$  determina una resolución de esta cuantificación de fase, por ejemplo, con  $N_\phi = 4$ ,  $e^{j\phi_n} \in \{\pm 1, \pm j\}$ . Esta operación de co-fase se incorpora en un diseño de libro de códigos y por ello en un PMI (tal como un PMI separado o una parte del PMI existente). En este ejemplo, un número total de hipótesis de PMI se incrementa por un factor de  $N_\phi^{N_{b,H}}$  que es equivalente a la necesidad de  $N_{b,H} \log_2(N_\phi)$  bits de PMI adicionales. Por ejemplo, con  $N_\phi = 4$ , un número adicional de bits de PMI es  $2N_{b,H}$ . De modo similar, con  $N_\phi = 1$ , el UE 116 se configura con un valor de co-fase predefinido para cada uno de los  $N_{b,H}$  haces. Por ejemplo, un valor de co-fase predefinido se establece en 1. En este ejemplo, no son necesarios bits de realimentación de PMI adicionales.

En ciertas realizaciones,  $\mathbf{P}_1^{(i_{1,H})}$  se dirige a un diseño para  $N_c = 4$  que corresponde a ocho (8) puertos de antena y una transmisión de rango 1. En el libro de códigos del LTE Ed.12 de 8 puertos para una realimentación de precodificación, se usa una estructura similar a (4) pero solamente con un valor  $N_{b,H} = 4$  en el que  $I_\Delta(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta$ ,  $\Delta = 0, 1, 2, 3$ ,  $i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15$ , y  $\mathbf{v}_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T$ , en la que  $\mathbf{v}_m$  es un vector de transformada de Fourier discreta (DFT) de longitud 4 con un sobre-muestreo óctuple. Para ciertas realizaciones, la presente divulgación se extiende a un libro de códigos particular con diseños asociados con otros valores de  $N_{b,H}$  mientras mantiene la estructura descrita en (4). Un diseño ejemplar es tal como sigue:

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b,H} = 1$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H}$ ,

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b,H} = 2$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

5  $\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

Libro de códigos  $\mathbf{P}_{1,H}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_4$

En ciertas realizaciones, una transmisión de rango 1 en  $N_c = 4$  que corresponde a 8 puertos de antena usa un vector de DFT de longitud 4 con un sobremuestreo cuádruple para  $v_m$ . Este diseño permite a cada precodificador  $\mathbf{P}_1^{(i_{1,H})}$  cubrir el doble de dispersión del AoD en comparación con el diseño previo al menos para  $N_{b,H} = 2, 4$ :

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b,H} = 1$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H}$ ,

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j6\pi m/16}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b,H} = 2$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j6\pi m/16}]^T,$$

15  $\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j6\pi m/16}]^T,$$

Libro de códigos  $\mathbf{P}_{1,H}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_4$

En ciertas realizaciones para  $N_c = 4$  que corresponde a 8 puertos de antena, una transmisión de rango 1 usa un vector de DFT de longitud 4 con una mezcla de sobremuestreo cuádruple y óctuple para  $v_m$ .

20 Este diseño permite a cada precodificador  $\mathbf{P}_1^{(i_{1,H})}$  usar diferentes resoluciones para diferentes valores de  $N_{b,H}$ . Un ejemplo de dicho diseño mezclado es tal como sigue:

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b,H} = 1$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H}$ ,

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j6\pi m/16}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b,H} = 2$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1$

$$25 \ i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

Libro de códigos  $\mathbf{P}_{1,H}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_4$

30 En ciertas realizaciones para  $N_c = 4$  que corresponde a 8 puertos de antena, una transmisión de rango 1 usa un vector de DFT de longitud 4 con una mezcla de sobremuestreo cuádruple y óctuple para  $v_m$ . Este diseño permite a cada precodificador  $\mathbf{P}_1^{(i_{1,H})}$  usar diferentes resoluciones para diferentes valores de  $N_{b,H}$ . Adicionalmente, un valor que puede asociarse con más de un factor de sobremuestreo (lo que da como resultado dos coberturas de dispersión del AoD diferentes). Un ejemplo de dicho diseño mezclado es tal como sigue:

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b,H} = 1$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H}$ ,

$$35 \ i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j6\pi m/16}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_{4A}$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_{4B}$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j6\pi m/16}]^T,$$

Libro de códigos  $P_{1,H}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_{4A} \cup \Sigma_{4B}$

Otro diseño de ejemplo para  $N_c = 4$ , que corresponde a 8 puertos de antena, y una transmisión de rango 1 usa un vector de DFT de longitud 4 con un sobremuestreo óctuple para  $v_m$ . Este diseño supone que cada precodificador

5  $P_1^{(i_{1,H})}$  tiene  $N_{b,H}$  haces que están uniformemente espaciados. En este diseño, se consideran diferentes valores para la separación entre haces. Este diseño permite la cobertura de dispersión del AoD del canal tanto ancha como estrecha y múltiples agrupaciones del canal. Un ejemplo de dicho libro de códigos es tal como sigue:

$P_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_\Delta(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$   
(desplazamiento = 2, separación = 1)

$$10 \quad i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

$P_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_\Delta(i_{1,H}) = 4i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 2, 4, 6$   
(desplazamiento = 4, separación = 2)

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 7 \text{ (conjunto de tamaño 8)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

15  $P_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_3$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_\Delta(i_{1,H}) = 8i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 4, 8, 12$   
(desplazamiento = 8, separación = 4)

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 3 \text{ (conjunto de tamaño 4)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

$P_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_\Delta(i_{1,H}) = 16i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 8, 16, 24$   
(desplazamiento = 16, separación = 8)

$$i_{1,H} = 0, \text{ (conjunto de tamaño 1)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

20 Libro de códigos  $P_{1,H}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_3 \cup \Sigma_4$

Obsérvese que en este diseño, para una separación inter-haces dada, existe un solape de dos haces entre dos conjuntos de haces candidatos consecutivos. En ciertas realizaciones, un libro de códigos es tal como sigue:

$P_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_\Delta(i_{1,H}) = 4i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$   
(desplazamiento = 4, separación = 1)

$$25 \quad i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 7 \text{ (conjunto de tamaño 8)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T$$

$P_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_\Delta(i_{1,H}) = 8i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 2, 4, 6$   
(desplazamiento = 8, separación = 2)

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 3 \text{ (conjunto de tamaño 4)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

30  $P_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_3$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_\Delta(i_{1,H}) = 16i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 4, 8, 12$   
(desplazamiento = 16, separación = 4)

$$i_{1,H} = 0, 1 \text{ (conjunto de tamaño 2)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

$P_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_\Delta(i_{1,H}) = \Delta, \Delta = 0, 8, 16, 24$   
(desplazamiento = 32, separación = 8)

$$i_{1,H} = 0, \text{ (conjunto de tamaño 1)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T,$$

35 Libro de códigos  $P_{1,H}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_3 \cup \Sigma_4$

Obsérvese que en este diseño, para una separación inter-haces dada, no ocurre un solape de haces entre dos conjuntos de haces candidatos consecutivos. Obsérvese también que este libro de códigos es un subconjunto del libro de códigos previos (solape de dos haces). De modo que puede usarse una indicación de 1 bit para indicar la selección del haz con o sin solape.

En ciertas realizaciones, el libro de códigos  $\Sigma_4$  es un libro de códigos ortogonal. Un ejemplo de libro de códigos  $\Sigma_4$  ortogonal es tal como sigue:

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 8, 16, 24$

(desplazamiento = 2, separación = 8)

$$5 \quad i_{1,H} = 0, 1, 2, 3 \text{ (conjunto de tamaño 4)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T$$

En cierta realización, los cuatro diseños ejemplares anteriores para  $N_c = 4$  se modifican de diversas maneras sin apartarse del alcance de la presente divulgación. Por ejemplo, se usa un conjunto diferente de  $N_{b,H}$  valores tales como  $\{1, 2, 3, 4\}$  o  $\{1, 2, 4, 6\}$  o  $\{1, 2, 4, 8\}$  o  $\{2, 4\}$  o  $\{1, 4\}$ . En otro ejemplo, se usa al menos un factor de sobremuestreo de DFT diferente para al menos uno de los sub-libros de códigos. En otro caso más, se usa un tamaño de conjunto diferente de 16.

Para cada una de las realizaciones ejemplares anteriores, se usa una estructura de precodificación de DFT subyacente común para todos los sub-libros de códigos. Por lo tanto, cada sub-libro de códigos se describe como un subconjunto seleccionado de un libro de códigos tanto mayor como maestro, en el que se asocia la selección del subconjunto con un indicador. Este indicador se señala o bien como una realimentación del UE o como una configuración del eNB. Esto se mantiene incluso para un libro de códigos compuesto de una mezcla de diversos factores de sobremuestreo. Por ejemplo, a partir de la tercera realización ejemplar  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j6\pi m/16}]^T$  es equivalente a  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = 2(i_{1,H} + \Delta), \Delta = 0, 1, 2, 3, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j6\pi m/32}]^T$ .

En ciertas realizaciones,  $\mathbf{P}_1^{(i_{1,H})}$  se dirige a un diseño para  $N_c = 2$  que corresponde a 4 puertos de antena y una transmisión de rango 1.

20 En el libro de códigos del LTE Ed.12 de 4 puertos para una realimentación de precodificación, se usa una estructura similar a la ecuación (7) pero solamente con un valor  $N_{b,H} = 4$  en el que  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H} + 8\Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3, i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15$ , y  $v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32}]^T$ . En este caso  $v_m$  es un vector de transformada de Fourier discreta (DFT) de longitud 2 con un sobremuestreo de 16 veces y cada  $V_{1,H}$  cubre un círculo completo (cobertura de fase  $2\pi$ ) con un desplazamiento de fase posiblemente diferente. Para las ciertas realizaciones, la presente divulgación sustituye el libro de códigos particular con diseños asociados con otros valores de  $N_{b,H}$  mientras mantiene la estructura descrita en la ecuación (7). Un diseño ejemplar es tal como sigue:

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b,H} = 1$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H}$ ,

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b,H} = 2$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1$

$$30 \quad i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32}]^T,$$

Libro de códigos  $\mathbf{P}_{1,H}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_4$

35 En ciertas realizaciones para  $N_c = 2$  que corresponde a 4 puertos de antena, una transmisión de rango 1 usa un vector de DFT de longitud 2 con un sobremuestreo óctuple para  $v_m$ . Este diseño permite a cada precodificador  $\mathbf{P}_1^{(i_{1,H})}$  cubrir el doble de dispersión del AoD en comparación con el diseño previo al menos para  $N_{b,H} = 2, 4$ :

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b,H} = 1$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H}$ ,

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b,H} = 2$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1$

$$40 \quad i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $I_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16}]^T,$$

Libro de códigos  $\mathbf{P}_{1,H}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_4$

45 En ciertas realizaciones para  $N_c = 2$  que corresponde a 4 puertos de antena, una transmisión de rango 1 usa un vector de DFT de longitud 2 con una mezcla de sobremuestreo de séxtuple y de 16 veces para  $v_m$ . Este diseño

permite a cada precodificador  $\mathbf{P}_1^{(i_{1,H})}$  usar diferentes resoluciones para diferentes valores de  $N_{b,H}$ . Un ejemplo de dicho diseño mezclado es tal como sigue:

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b,H} = 1$ : descripción (4) con  $l_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H}$ ,

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16}]^T,$$

5  $\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b,H} = 2$ : descripción (4) con  $l_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $l_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32}]^T,$$

Libro de códigos  $\mathbf{P}_{1,H}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_4$

10 En ciertas realizaciones para  $N_c = 2$  (tal como 4 puertos de antena), una transmisión de rango 1 usa un vector de DFT de longitud 2 con una mezcla de sobremuestreo óctuple y de 16 veces para  $v_m$ . Este diseño permite a cada precodificador  $\mathbf{P}_1^{(i_{1,H})}$  usar diferentes resoluciones para diferentes valores de  $N_{b,H}$ . Adicionalmente, se asocia más de un valor con más de un factor de sobremuestreo lo que da como resultado dos coberturas de dispersión del AoD diferentes. Un ejemplo de dicho diseño mezclado es tal como sigue:

15  $\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b,H} = 1$ : descripción (4) con  $l_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H}$ ,

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_{4A}$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $l_{\Delta}(i_{1,H}) = 2i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1,H}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_{4B}$  para  $N_{b,H} = 4$ : descripción (4) con  $l_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

20  $i_{1,H} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16}]^T,$

Libro de códigos  $\mathbf{P}_{1,H}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_{4A} \cup \Sigma_{4B}$

Los cuatro diseños ejemplares anteriores para  $N_c = 2$  se modifican de diversas maneras. Por ejemplo, se usa un conjunto diferente de  $N_{b,H}$  valores tales como  $\{1, 2, 3, 4\}$  o  $\{1, 2, 4, 6\}$  o  $\{1, 2, 4, 8\}$  o  $\{2, 4\}$  o  $\{1, 4\}$ . En otro ejemplo, se usa al menos un factor de sobremuestreo de DFT diferente para al menos uno de los sub-libros de códigos. En otro modo, se usa un tamaño de conjunto diferente de 16.

Para cada una de las realizaciones ejemplares anteriores, se usa una estructura de precodificación de DFT subyacente común para todos los sub-libros de códigos. Por lo tanto, cada sub-libro de códigos se describe como un subconjunto seleccionado de un libro de códigos tanto mayor como maestro, en el que se asocia la selección del subconjunto con un indicador. Este indicador se señala o bien como una realimentación del UE o como una configuración del eNB. Esto se mantiene incluso para un libro de códigos compuesto de una mezcla de diversos factores de sobremuestreo. Por ejemplo, a partir de la tercera realización ejemplar  $l_{\Delta}(i_{1,H}) = i_{1,H} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16}]^T$  es equivalente a  $l_{\Delta}(i_{1,H}) = 2(i_{1,H} + \Delta), \Delta = 0, 1, 2, 3, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32}]^T$ .

Para la dimensión vertical asociada con una matriz de polarización simple 1D, algunos diseños de libros de códigos ejemplares  $\mathbf{P}_{1,V}$  se dan como sigue. Primero, un diseño para  $\mathbf{P}_{1,V}$  para un valor dado de  $N_r$  se describe como sigue:

$$\mathbf{P}_{1,V} = \mathbf{P}_1^{(i_{1,V})} = [\mathbf{v}_{I_0(i_{1,V})} \ \mathbf{v}_{I_1(i_{1,V})} \ \dots \ \mathbf{v}_{I_{N_{b,V}-1}(i_{1,V})}],$$

$$35 \quad \mathbf{v}_m = \left[ 1 \ e^{j\frac{2\pi m}{O_r N_r}} \ e^{j\frac{4\pi m}{O_r N_r}} \ \dots \ e^{j\frac{2\pi(N_r-1)m}{O_r N_r}} \right]^T \quad (9)$$

En este caso  $\mathbf{P}_{1,V}$  es una matriz de  $N_r \times N_{b,V}$  que incluye un conjunto de  $N_{b,V}$  haces (tales como vectores de precodificación). Se utiliza un conjunto de índices  $\{l_0(i_{1,V}), l_1(i_{1,V}), \dots, l_{N_{b,V}-1}(i_{1,V})\}$  que dependen de un índice  $i_{1,V}$  de vector/matriz del precodificador para parametrizar los vectores de los haces/precodificación. Un parámetro entero  $O_r$  indica una cantidad de sobremuestreo en un dominio de fase. Esta divulgación incluye un diseño que combina una pluralidad de libros de códigos con una estructura dada en la ecuación (7) asociada con una pluralidad de valores de  $N_{b,V}$ .

En ciertas realizaciones,  $\mathbf{P}_1^{(i_1, v)}$  se dirige a un diseño para  $N_r = 8$  que corresponde a 8 puertos de antena y una transmisión de rango 1 con sobre-muestreo cuádruple.

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b, v} = 1$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 2i_{1, v}$ ,

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j14\pi m/32}]^T,$$

5

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b, v} = 2$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 2i_{1, v} + \Delta, \Delta = 0, 1$

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j14\pi m/32}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b, v} = 4$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 2i_{1, v} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 15 \text{ (conjunto de tamaño 16)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j14\pi m/32}]^T,$$

Libro de códigos  $\mathbf{P}_{1, v}$  compuesto  $\Sigma$ :  $\Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_4$

10 En ciertas realizaciones,  $\mathbf{P}_1^{(i_1, v)}$  se dirige a un diseño para  $N_r = 8$  que corresponde a 8 puertos de antena y una transmisión de rango 1 con sobre-muestreo doble.

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b, v} = 1$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 2i_{1, v}$ ,

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 7 \text{ (conjunto de tamaño 8)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j14\pi m/16}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b, v} = 2$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 2i_{1, v} + \Delta, \Delta = 0, 1$

15

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 7 \text{ (conjunto de tamaño 8)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j14\pi m/16}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b, v} = 4$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 2i_{1, v} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 7 \text{ (conjunto de tamaño 8)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j14\pi m/16}]^T,$$

Libro de códigos  $\mathbf{P}_{1, v}$  compuesto  $\Sigma$ :  $\Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_4$

20 En ciertas realizaciones,  $\mathbf{P}_1^{(i_1, v)}$  se dirige a un diseño para  $N_r = 8$  que corresponde a 8 puertos de antena y una transmisión de rango 1 con una mezcla entre un sobre-muestreo doble y uno cuádruple.

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b, v} = 1$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 2i_{1, v}$ ,

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 7 \text{ (conjunto de tamaño 8)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j14\pi m/16}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b, v} = 2$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 4i_{1, v} + \Delta, \Delta = 0, 1$

25

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 7 \text{ (conjunto de tamaño 8)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j14\pi m/32}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b, v} = 4$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 4i_{1, v} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 7 \text{ (conjunto de tamaño 8)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ e^{j14\pi m/32}]^T,$$

Libro de códigos  $\mathbf{P}_{1, v}$  compuesto  $\Sigma$ :  $\Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_4$

En ciertas realizaciones,  $\mathbf{P}_1^{(i_1, v)}$  se dirige a un diseño para  $N_r = 4$  (de modo que corresponde a 4 puertos de antena) y una transmisión de rango 1 con un sobre-muestreo cuádruple.

30

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b, v} = 1$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 2i_{1, v}$ ,

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 7 \text{ (conjunto de tamaño 8)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j6\pi m/16}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b, v} = 2$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 2i_{1, v} + \Delta, \Delta = 0, 1$

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 7 \text{ (conjunto de tamaño 8)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j6\pi m/16}]^T,$$

$\mathbf{P}_{1, v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b, v} = 4$ : descripción (6) con  $I_\Delta(i_{1, v}) = 2i_{1, v} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

35

$$i_{1, v} = 0, 1, 2, \dots, 7 \text{ (conjunto de tamaño 8)}, v_m = [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ e^{j6\pi m/16}]^T,$$

Libro de códigos  $P_{1,v}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_4$

En ciertas realizaciones,  $P_1^{(i_{1,v})}$  se dirige a un diseño para  $N_r = 4$  (de modo que corresponde a 4 puertos de antena) y una transmisión de rango 1 con un sobre-muestreo doble.

$P_{1,v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_1$  para  $N_{b,v} = 1$ : descripción (6) con  $I_{\Delta}(i_{1,v}) = 2i_{1,v}$ ,

5  $i_{1,v} = 0, 1, 2, 3$  (conjunto de tamaño 4),  $v_m = [1 \ e^{j2\pi m/8} \ e^{j4\pi m/8} \ e^{j6\pi m/8}]^T$ ,

$P_{1,v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_2$  para  $N_{b,v} = 2$ : descripción (6) con  $I_{\Delta}(i_{1,v}) = 2i_{1,v} + \Delta, \Delta = 0, 1$

$i_{1,v} = 0, 1, 2, 3$  (conjunto de tamaño 4),  $v_m = [1 \ e^{j2\pi m/8} \ e^{j4\pi m/8} \ e^{j6\pi m/8}]^T$ ,

$P_{1,v}$  sub-libro de códigos  $\Sigma_4$  para  $N_{b,v} = 4$ : descripción (6) con  $I_{\Delta}(i_{1,v}) = 2i_{1,v} + \Delta, \Delta = 0, 1, 2, 3$

10  $i_{1,v} = 0, 1, 2, 3$  (conjunto de tamaño 4),  $v_m = [1 \ e^{j2\pi m/8} \ e^{j4\pi m/8} \ e^{j6\pi m/8}]^T$ ,

Libro de códigos  $P_{1,v}$  compuesto  $\Sigma: \Sigma = \Sigma_1 \cup \Sigma_2 \cup \Sigma_4$

Los diseños ejemplares anteriores se modifican de diversas maneras sin apartarse del alcance de la presente divulgación. Por ejemplo, se usa un conjunto diferente de  $N_{b,v}$  valores, tales como  $\{1, 2, 3, 4\}$  o  $\{1, 2, 4, 6\}$  o  $\{1, 2, 4, 8\}$  o  $\{2, 4\}$  o  $\{1, 4\}$  o  $\{1\}$  o  $\{2\}$ . En otro ejemplo, se usa al menos un factor de sobremuestreo de DFT diferente para al menos uno de los sub-libros de códigos. En otro caso más, se usa un tamaño de conjunto diferente de 8 o 16.

15 En ciertas realizaciones, se diseña un libro de códigos de precodificación vertical basándose en una estructura de etapa única. Las ciertas realizaciones son adecuadas cuando las características del canal vertical varían lentamente de modo que la adaptación de la precodificación a corto plazo ofrece ganancias de rendimiento marginales. En este caso, solo es necesario un indicador  $i_v$  (tal como en oposición a dos indicadores  $i_{1,v}$  y  $i_{2,v}$ ). Este diseño compacto se describe en la TABLA 5.

TABLA 5

$i_v$	Precodificador
0-15	$W_{2i_v}^{(1)}$
en la que	$W_m^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{8}} [1 \ e^{j2\pi m/32} \ e^{j4\pi m/32} \ \dots \ e^{j14\pi m/32}]^T$
	o
$i_v$	Precodificador
0-15	$W_{i_v}^{(1)}$
en la que	$W_m^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{8}} [1 \ e^{j2\pi m/16} \ e^{j4\pi m/16} \ \dots \ e^{j14\pi m/16}]^T$

25 Para calcular un CSI en un UE 116, el UE 116 recibe primero información de configuración desde un eNB 103 en servicio que pertenece a una elección de libros de códigos  $P_{1,H}$  y  $P_{1,v}$  para el UE 116. Esta información se señala al UE 116 a través de un canal del enlace descendente, a través de o bien una señalización de la capa más alta (RRC) o bien una asignación de DL como un campo de DCI (información de control del enlace descendente) sobre PDCCH/ePDCCH. Esta selección de libros de códigos implica una configuración del valor de  $N_{b,H}$  para un sub-libro de códigos horizontal y de  $N_{b,v}$  para un sub-libro de códigos vertical. También implica indicadores del subconjunto de libro de códigos (tal como un *CG-HIndicator* y *CB-VIndicator*) para los libros de códigos horizontal y vertical, respectivamente. Habiendo recibido dicha configuración desde el eNB 103 en servicio, el UE 116 supone el libro de códigos horizontal y el vertical asociados con la configuración de la selección de libros de códigos. Esta configuración determina a su vez una elección de un procedimiento de transmisión en lazo abierto para una dimensión horizontal y una dimensión vertical (tal como dado que el UE 116 se configura para este modo de transmisión de realimentación reducida). La información de configuración para la transmisión en lazo abierto y la precodificación dinámica permiten al UE 116 calcular el CSI en consecuencia cuando el UE mide su recurso o recursos CSI-RS configurados.

35 Comparado con  $P_{2,H}$  o  $P_{2,v}$  en el procedimiento de lazo totalmente cerrado, las PMI asociadas con unos precodificadores  $P_{1,H}$  o  $P_{1,v}$  a largo plazo (tal como  $i_{1,H}$  o  $i_{1,v}$ ) se notificará casi a la misma velocidad que las PMI asociadas con los  $P_{2,H}$  o  $P_{2,v}$  a corto plazo. Por ello, se espera que  $i_{1,H}$  o  $i_{1,v}$  se notifiquen a una baja velocidad (tal como con elevada periodicidad), por ejemplo, una realimentación a largo plazo.

La descripción anterior supone que los sub-libros de códigos  $P_{1,H}$  y  $P_{1,V}$  se utilizan tanto para la dimensión horizontal como la vertical. Alternativamente, el eNB 103 utiliza un vector de precodificación  $p_v$  de etapa simple para la dimensión vertical. En esta realización, la información de configuración que pertenece al sub-libro de códigos  $P_{1,V}$  no es aplicable. Ni la transmisión en lazo abierto para la dimensión vertical.

5 Las figuras 19A y 19B ilustran procedimientos 1900 y 1901 de ejemplo de un cálculo de CSI utilizando un sub-libro de códigos y un precodificador vertical simple, respectivamente. Mientras que el diagrama de flujo representa una serie de etapas secuenciales, a menos que se establezca explícitamente, no debería extraerse ninguna deducción de esa secuencia con relación al orden de realización específico, realización de etapas o partes de las mismas en serie en lugar de simultáneamente o en una forma solapada, o la realización de las etapas representadas  
10 exclusivamente sin la aparición de etapas intercaladas o intermedias. El proceso representado en el ejemplo representado se implementa mediante una cadena de transmisores en, por ejemplo, un UE.

Para el eNB 103, la primera etapa de precodificación se usa para seleccionar una pluralidad de haces a través de los que el eNB 103 aplica un esquema de diversidad tal como una conmutación del haz, una permutación de capas, o una codificación espacio-frecuencia. En ciertas realizaciones, se utiliza un sub-libro de códigos  $P_{1,V}$ . En ciertas  
15 realizaciones, se utiliza un único precodificador  $p_v$  vertical. En las ciertas realizaciones, un UE 116 recibe y decodifica una señalización 1905 desde un eNB 103. Esta señalización 1905 incluye un indicador de selección de uso libro de códigos 1910  $P_{1,H}$  horizontal, que es tomado del libro de códigos 1915  $P_{1,H}$  maestro. De modo similar la señalización 1905 anteriormente mencionada incluye un indicador de selección de un sub-libro de códigos 1920  $P_{1,V}$  vertical que se toma de un libro de códigos 1925  $P_{1,V}$  maestro. Estas dos selecciones para el sub-libro de códigos  
20 1910  $P_{1,H}$  horizontal y sub-libro de códigos 1920  $P_{1,V}$  vertical son supuestas por el UE 116 en el cálculo 1930 del CSI (tal como CQI, PMI y RI).

En ciertas realizaciones, el UE 116 recibe y decodifica una señalización 1945 desde un eNB 103. La señalización 1945 puede ser la misma que, o diferente de, la señalización 1905. Esta señalización 1945 incluye un indicador de selección de un sub-libro de códigos 1950  $P_{1,H}$  horizontal, que se toma desde un libro de códigos 1955  $P_{1,H}$  maestro.  
25 Mientras que el libro de códigos horizontal en el primer procedimiento 1900 posee una estructura de etapa dual, este procedimiento 1901 asume un libro de códigos 1960 vertical con una estructura de etapa simple. La selección de libros de códigos 1950 y 1955 horizontales, junto con el libro de códigos 1960 vertical, es supuesta por el UE 116 en el cálculo 1965 del CSI (tal como CQI, PMI y RI).

En ciertas realizaciones, las descripciones anteriores son aplicables para casos en que un UE 116 servido se configura para medir al menos un CSI-RS no precodificado. En ciertas realizaciones, un UE 116 servido se configura para medir al menos un CSI-RS precodificado o con el haz formado. Cuando el UE 116 servido mide al menos un CSI-RS precodificado o con el haz formado, se concibe una realización alternativa si el eNB 103 en servicio aplica  
30  $P_{1,H}$  o  $P_{1,V}$  (o, alternativamente,  $p_v$ ) a los recursos CSI-RS asignados al UE 116 servido. En esta realización, el UE 116 no necesita conocer ninguna información de precodificación a largo plazo distinta del número de puertos de CSI-RS precodificados/de haz formado, incluyendo las dimensiones horizontal y vertical. Por ejemplo, el UE 116 se recibe  $N_{b,V}$  y  $N_{b,H}$  desde el eNB 103 en servicio. Alternativamente, el UE 116 recibe  $NumVCSIRSPorts$  y  $NumHCSIRSPorts$  desde el eNB 103 en servicio en el que  $NumVCSIRSPorts$  y  $NumHCSIRSPorts$  son el número de puertos CSI-RS precodificados en las dimensiones vertical y la horizontal, respectivamente. Estos dos nombres de parámetros son ejemplares e ilustrativos del concepto. El número total de puertos de CSI-RS es el producto de los  
40 dos valores. Los valores de estos parámetros, junto con los rangos de transmisión horizontal y vertical, determinan una configuración de los módulos de transmisión en lazo abierto vertical y horizontal. Esta información se utiliza por el UE 116 para el cálculo del CSI.

Una forma más general de operación de precodificación se describe como sigue. Un precodificador de transmisión (TX) global asociado con cada uno de los UE (tal como el UE 116), se describe como sigue:

$$W = W_L V$$

$$45 \quad y = Wx = W_L Vx = W_L z \quad (10)$$

En este caso  $y$  y  $x$  indican vectores de señalización precodificados y no precodificados, respectivamente. Suponiendo que un número total de las antenas de TX en un eNB 103 es  $N_{TX}$  y un rango de transmisión (tal como un número de capas de transmisión) es  $N_L$ , el tamaño de una matriz  $W$  de precodificador es  $N_{TX} \times N_L$ . Para una matriz polarizada dual con  $N_r$  filas y  $N_c$  columnas, el número de antenas de TX es  $N_{TX} = 2N_r N_c$ . Este precodificador es o  
50 bien una representación del canal (tal como una cuantificación del canal de  $H^{(q,f)}$ , esto es, el canal asociado con la  $q$ -ésima antena de RX y la  $f$ -ésima sub-banda) o una representación de este precodificador/formador del haz (tal como un vector o matriz correspondiente al (a los) vector(es) eigen). En el segundo caso, el precodificador se calcula suponiendo una hipótesis de transmisión de o bien un usuario simple (SU) o bien un multi-usuario (MU). En este caso  $W_L$  indica el componente a largo plazo asociado con el perfil del AoD anteriormente mencionado, que incluye un subconjunto de vectores/funciones base y  $V$ , que es el componente a corto plazo asociado con una transformación lineal del componente a largo plazo (tal como una combinación lineal de los subconjuntos de funciones/vectores base). El número de columnas de  $W_L$ , que es también el número de filas de  $V$  corresponde al  
55

tamaño del subconjunto de base que se indica como  $N_b$ .  $\mathbf{W}_L$  y  $\mathbf{V}$  son precodificadores específicos del UE.

En ciertas realizaciones,  $\mathbf{W}_L$  se configura como un precodificador específico de la célula o uno específico del grupo. La precodificación específica del grupo se refiere al uso de la misma matriz  $\mathbf{W}_L$  de precodificación para un grupo de UE. En este caso, todos los UE asociados con un eNB 103 se particionan en diversos grupos, asociándose cada grupo con una matriz  $\mathbf{W}_L$  de precodificación posiblemente distinta.

Para el componente  $\mathbf{W}_L$  del precodificador a largo plazo en la ecuación (10), es suficiente la precodificación de banda ancha (tal como el mismo precodificador para todas las sub-bandas). El componente  $\mathbf{V}$  a corto plazo, por otro lado, ofrece beneficios a partir de la precodificación de sub-bandas. Sin embargo, se señala que es necesaria una precodificación de sub-bandas para  $\mathbf{W}_L$  para bandas de frecuencia más alta tal como ondas milimétrica (Ondamm), en las que se usa un ancho de banda del sistema mucho más ancho.

Para una matriz rectangular 2D, se usa una estructura de Kronecker para el diseño del precodificador. En este caso, la ecuación (10) se escribe en dos formas equivalentes:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{W}_{L,v} \mathbf{V}_v) \otimes (\mathbf{W}_{L,h} \mathbf{V}_h) = (\mathbf{W}_{L,v} \otimes \mathbf{W}_{L,h}) (\mathbf{V}_v \otimes \mathbf{V}_h) \quad (11)$$

En este caso,  $h$  y  $v$  indican una dimensión horizontal y vertical. La primera forma implica que el precodificador  $\mathbf{W}$  global se descompone en un componente vertical y uno horizontal a través de un producto de Kronecker. La segunda forma implica que tanto un precodificador a largo plazo como uno a corto plazo se descomponen en el componente vertical y horizontal a través del producto de Kronecker. Para cada una de las dimensiones (tal como la horizontal o vertical), se reutilizan los libros de códigos de precodificación LTE Ed. 12 para 2, 4 y 8 puertos de antena. En este caso, el informe PMI se deduce de dos puertos de antena, cuatro puertos de antena u ocho puertos de antena. La antena de 8 puertos y la de 4 puertos en los libros de códigos LTE Ed. 12 se diseñan basándose en una estructura de etapa dual en la que el PMI asociado con un índice  $i_1$  se asocia o bien con  $\mathbf{W}_{L,v}$  o bien  $\mathbf{W}_{L,h}$ . Esencialmente, el índice  $i_1$  del libro de códigos apunta a un subconjunto de vectores de precodificación (tal como haces) a partir de los que se selecciona un vector a través de un índice  $i_2$  junto con operaciones de co-fase.

La ecuación (10) facilita un marco flexible y global para FD-MIMO, que se adapta al despliegue de escenarios que suponen que se realimenta una matriz  $\mathbf{V}$  de precodificación a corto plazo. En ciertas realizaciones, no hay realimentación de  $\mathbf{W}_L$  y la CSI-RS se precodifica con  $\mathbf{W}_L$ . Se elige una recomendación del UE del precodificador  $\mathbf{V}$  transparente para  $\mathbf{W}_L$ . En estas realizaciones, el eNB 103 es capaz de estimar/medir un perfil del AoD del DL a partir de al menos una señal del UL. Adicionalmente, estas realizaciones se usan para FDD cuando la distancia dúplex UL-DL es suficientemente pequeña de modo que se mantiene la reciprocidad a largo plazo UL-DL.

En ciertas realizaciones, no hay realimentación del  $\mathbf{W}_L$  y una CSI-RS no se precodifica con  $\mathbf{W}_L$  sino que el eNB 103 configura el UE 116 con un conjunto de vectores base que representan  $\mathbf{W}_L$ . De ese modo, la recomendación del UE del precodificador  $\mathbf{V}$  se elige condicionada al  $\mathbf{W}_L$  configurado por el eNB 103. En estas realizaciones, el eNB 103 es capaz de estimar/medir un perfil del AoD del DL a partir de al menos una señal del UL. Adicionalmente, estas realizaciones se usan para FDD cuando la distancia dúplex UL-DL es suficientemente pequeña de modo que se mantiene la reciprocidad a largo plazo UL-DL.

En ciertas realizaciones, el UE 116 realimenta  $\mathbf{W}_L$  y una CSI-RS no se precodifica con  $\mathbf{W}_L$ . De ese modo, la recomendación del UE de precodificador  $\mathbf{V}$  se elige condicionada al  $\mathbf{W}_L$  que se calcula/elige por el UE. Estas realizaciones son relevantes cuando no se supone dicha reciprocidad a largo plazo.

En ciertas realizaciones, el UE 116 realimenta el  $\mathbf{W}_L$  y una CSI-RS se precodifica con  $\mathbf{W}_L$  que es un subconjunto de la precodificación aplicada a la CSI-RS. Estas realizaciones son relevantes cuando no se supone dicha reciprocidad a largo plazo.

Cada realización está autocontenida pero se usa más de uno de los esquemas a continuación juntos para un UE dado.

La figura 20 ilustra un diagrama de bloques de ejemplo de un circuito 2000 de procesamiento de rutas de datos asociado con el esquema anterior en un eNB de acuerdo con la presente divulgación. La realización del circuito 2000 de procesamiento de ruta de datos mostrado en la figura 20 es solo para ilustración. Podrían usarse otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación. El circuito 2000 de procesamiento de ruta de datos puede ser el mismo que, o similar, el controlador/procesador 225 y puede incluir uno o más procesadores u otros dispositivos de procesamiento que controlan la operación global del eNB 103.

Un circuito 2005 de recepción del enlace ascendente realiza una recepción del enlace ascendente. Dependiendo de si se utiliza una reciprocidad a largo plazo UL-DL en el eNB 103, el circuito 2005 de recepción del enlace ascendente también realiza lo que sigue para un UE 116, indicado como el UE-n en la figura 20. El circuito 2005 de recepción del enlace ascendente mide un perfil del AoD del DL a partir de un perfil de AoA del UL derivados de al menos una señal de UL, o decodifica la realimentación del CSI del UE. Usando uno o potencialmente ambos de estos dos medios, el circuito 2010 del vector selecciona un subconjunto de vectores para el UE-n dentro de un conjunto maestro predeterminado fijo. Esta selección del subconjunto sirve como una entrada a un primer precodificador para

- formar un precodificador  $\mathbf{W}_L$  a largo plazo en el que la salida de una unidad 2004 se precodifica con  $\mathbf{W}_L$ . Mientras el primer precodificador 2015 realiza la precodificación a largo plazo sobre los datos, lo que mapea los  $N_B$  flujos en  $N_{TX}$  flujos, el segundo precodificador 2020 realiza una precodificación a corto plazo y potencialmente sub-banda mediante el mapeado de  $N_L$  flujos de datos en  $N_B$  flujos de datos. Para aplicaciones de formación del haz, un número de flujos de datos (tal como capas)  $N_L$  es típicamente 1 o 2. Esencialmente, el segundo precodificador 2020 realiza una precodificación adaptativa rápida basándose en la realimentación del CSI, en la que se incluye un PMI, desde el UE-n previamente a la precodificación a largo plazo en el primer precodificador 2015. Una vez se precodifican los datos en el segundo precodificador 2020 y el primer precodificador 2015, se multiplexan con otras señales mediante un multiplexor 2025 antes de mapearlas a los  $N_{TX}$  TXRU disponibles (tales como antenas físicas).
- Estas realizaciones se pretenden para operaciones de formación del haz adaptativas, lo que implica un mecanismo en lazo cerrado para FDD. En este caso, adaptativo se refiere a la capacidad o tendencia del eNB 103 para cambiar los pesos de precodificación para un UE dado (tal como el UE 116) de subtrama a subtrama. Por ello, requiere una realimentación "rápida" desde el UE 116 al eNB 103. En estas realizaciones, esto se refleja en el segundo componente  $\mathbf{V}$  del precodificador (tal como  $\mathbf{V}_v$  y  $\mathbf{V}_h$ ). En ciertas realizaciones, dicha adaptación rápida del precodificador no es ni necesaria ni beneficiosa (tal como para los UE con elevada movilidad, canales con componentes de fuerte línea de visión (LoS), limitación de los recursos de realimentación del UL, carencia de una estimación del CSI precisa en el eNB 103). Por ello, es deseable soportar al menos un esquema que utilice no más que una adaptación de precodificador lenta. Es incluso más preferido si el esquema funciona de una forma en lazo abierto, esto es, en ausencia de realimentación.
- En ciertas realizaciones, se adapta un esquema de precodificación específico del UE de dos etapas en la ecuación (7) para una transmisión en lazo abierto. Se determina un componente  $\mathbf{W}_L$  de largo plazo (tal como posiblemente banda ancha) en la ecuación (7) en un eNB basándose en algunas mediciones en el eNB (tal como la medición de al menos una señal del UL), algunas realimentaciones del UE o una combinación de los mismos. Si se usan realimentaciones del UE para  $\mathbf{W}_L$ , esta es una realimentación a largo plazo (es decir lenta). La interpretación de dicha PMI (o unas PMI) depende de los modos de transmisión. Si se usa el LTE Ed. 12, se usa una notificación del CSI periódica sobre un PUCCH para notificar un PMI asociada con  $\mathbf{W}_L$ . Se espera compartir una periodicidad comparable como una realimentación del RI. En una realización, el eNB 103 activa una notificación del CSI aperiódica desde un UE mediante la utilización (tal como una notificación del CSI aperiódica en el modo 2-1 o 3-1 PUSCH que soporta PMI de banda ancha, es decir PMI que representa todo el ancho de banda del sistema). En dichas realizaciones, el  $\mathbf{W}_L$  proporciona un subconjunto específico del UE (es decir lentamente adaptados) de vectores base. Adicionalmente, los libros de códigos de LTE Ed. 12 que se diseña con una estructura de etapa dual permiten una asociación entre  $\mathbf{W}_L$  e  $i_1$ .
- Un componente  $\mathbf{V}$  a corto plazo en la ecuación (10) funciona en una forma de lazo abierto y por ello no requiere la realimentación del UE (tal como no adaptativo por lo tanto). Para la operación en lazo abierto, la matriz  $\mathbf{V}$  de precodificación se predetermina y facilita al menos un esquema de transmisión en lazo abierto.
- En ciertas realizaciones, la restricción de una operación en lazo abierto al rango 1 y 2 (de modo que aunque la solución propuesta se extiende fácilmente a una transmisión de rango más alto), se implementan diversos esquemas en lazo abierto a través de la elección de  $\mathbf{V}$ , lo que implica realizar la diversidad de transmisión en lazo abierto (tal como rango 1 o rango 2) en un espacio del construido mediante la precodificación de  $\mathbf{W}_L$ .
- La figura 21 ilustra un diagrama de bloques de ejemplo de un circuito 2100 de procesamiento de ruta de datos para soporte de una transmisión en lazo abierto en un eNB 103 de acuerdo con la presente divulgación. La realización del circuito 2100 de procesamiento de ruta de datos mostrada en la figura 21 es solamente para ilustración. Podrían usarse otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación. El circuito 2100 de procesamiento de ruta de datos puede ser el mismo que, o similar, el controlador/procesador 225 y puede incluir uno o más procesadores u otros dispositivos de procesamiento que controlan la operación global del eNB 103.
- En el ejemplo mostrado en la figura 21, el circuito 2100 de procesamiento de ruta de datos incluye un circuito 2105 de recepción del enlace ascendente, un circuito 2110 de vector, un primer precodificador 2115 y un segundo precodificador 2120. El segundo precodificador 2120 realiza operaciones necesarias para la transmisión en lazo abierto que no utiliza ninguna realimentación del CSI, ni utiliza ningún perfil del AoD del DL estimado a partir de ninguna señal del UL. Como tal, el segundo precodificador 2120 no depende de un circuito 2105 de recepción del enlace ascendente.
- Por simplicidad de notación, todos los esquemas a continuación describen la operación de precodificación junto con una de las dimensiones (tal como la horizontal o la vertical). Por lo tanto, es fácilmente aplicable un modelo para una matriz 1D. Para una matriz 2D, como es evidente a partir de la ecuación (11), son separables una dimensión horizontal (tal como el azimut) y una vertical (tal como la elevación). Se construye un número total de precodificadores (o tal como un esquema de diversidad de transmisión) para la matriz 2D que incluye la horizontal y la vertical, a continuación, mediante la consideración de un producto de Kronecker de los dos precodificadores (tal como el horizontal y el vertical). En ciertas realizaciones, un esquema aplicado a una dimensión horizontal y a una vertical es el mismo esquema. En ciertas realizaciones, el esquema aplicado a una dimensión horizontal y una vertical no es el mismo.

En ciertas realizaciones (tal como un esquema 1), dados  $N_B$  haces generados por unos  $N_B$  vectores base en  $\mathbf{W}_L$ , el eNB 103 realiza ciclos del haz a través del tiempo (tal como a través de símbolos OFDM, ranuras, o subtramas) o de la frecuencia (tal como a través de subportadoras, RE, PRB o sub-bandas) para obtener una ganancia de diversidad en lazo abierto. En este caso, unos ciclos se realizan para cada una de las capas de transmisión soportada. Un patrón de ciclos se basa en una secuencia predeterminada. Por ejemplo, si los ciclos se realizan en un dominio de la frecuencia a través de subportadoras o RE, se usan el patrón de ciclos y una matriz  $\mathbf{V}$  asociada lo que se convierte en ser un vector columna de longitud  $N_B$  en este caso.

$$I_{l,k} = \text{mod}(k + \Delta_l, N_B), k = 0, 1, \dots$$

$$\mathbf{V}_{l,k} = \mathbf{e}_{I_{l,k}} = [0 \dots 0 \quad 1 \quad 0 \dots 0]^T \quad (\text{solo el } I_{l,k}\text{-ésimo elemento es no cero})$$

$$\mathbf{z}_{l,k} = \mathbf{V}_{l,k} \mathbf{x}_{l,k} \quad (12A)$$

en la que  $I_{l,k}$  indica la precodificación de un índice del vector para una capa  $l$  de transmisión y una sub-portadora  $k$  mientras que  $\Delta_l$  indica un desplazamiento de índice específico de la capa. Se aplica la misma ecuación para unos ciclos a través de los bloques de recursos físicos (PRB) o sub-bandas en las que el índice  $k$  se asocia con un PRB o una sub-banda. Una vez se aplica  $\mathbf{V}_{l,k}$  a unos símbolos  $\mathbf{x}$  de datos de entrada, se aplica un componente de precodificación a largo plazo a una salida  $\mathbf{z}$ .

En ciertas realizaciones, se construye un esquema para  $\mathbf{V}_{l,k}$  mediante la utilización del libro de códigos de precodificador y unos ciclos a través de al menos un subconjunto de precodificadores dentro de un libro de códigos para una combinación dada de capa e índice de subportadora ( $l, k$ ). En estas realizaciones,  $\mathbf{V}_{l,k}$  forma una combinación lineal de  $N_B$  vectores columna de  $\mathbf{W}_L$  en lugar de seleccionar uno cada vez como se realiza en la ecuación (12A). Por ejemplo, para  $N_B = 12$ , se usa un libro de códigos de la capa (tal como el LTE Ed. 12) que tiene un tamaño de 4. En este caso,  $\mathbf{V}_{l,k}$  pasa ciclos a través del conjunto precodificador

$\left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} \right\}$  basándose en un cierto patrón de ciclos predeterminado tal como

$$I_{l,k} = \text{mod}(k + \Delta_l, 4), k = 0, 1, \dots \quad (12B)$$

Para  $N_B = 4$ , se usa un libro de códigos en la capa que tiene un tamaño de 16. En este caso,  $\mathbf{V}_{l,k}$  se pasa en ciclos a través del libro de códigos de tamaño 16 o de un subconjunto de este libro de códigos, por ejemplo, de tamaño 4 basado en un cierto patrón de ciclos predeterminado tal como

$$I_{l,k} = \text{mod}(k + \Delta_l, N_{\text{subconjunto}}), k = 0, 1, \dots \quad (12C)$$

En caso de transmisiones con múltiples capas, se usan diferentes patrones de ciclos para diferentes capas para evitar el uso del mismo precodificador en un instante dado. Por ejemplo, se usa un desplazamiento  $\Delta_l$  del índice específico de la capa. En ciertas realizaciones, se usa cualquier otro libro de códigos de una capa. La matriz de precodificación  $N_B \times N_L$  resultante agregada a través de  $N_L$  capas se da por:

$$\mathbf{V}_k = [\mathbf{V}_{0,k} \quad \mathbf{V}_{1,k} \quad \dots \quad \mathbf{V}_{N_L-1,k}] \quad (12D)$$

En caso de ciclos en el dominio de la frecuencia (tal modo también denominada diversidad de transmisión con conmutación de frecuencias, FSTD) este esquema se implementa como una característica transparente para la norma dependiendo de la granularidad de los ciclos. Si los ciclos se realizan a través de los PRB o sub-bandas (tal como una sub-banda que incluye múltiples PRB), se aplica el mismo vector de precodificación a través de todas las subportadoras dentro de un PRB. Esto es debido a que la RS específica del UE asociado (tal como dentro de cada PRB) se precodifica con el mismo vector de precodificación que los símbolos de datos. Así, este esquema se usa como una característica transparente para la norma. Sin embargo, si los ciclos se realizan a través de subportadoras, este esquema no se usa como una característica transparente para la norma y se configura explícitamente por el eNB 103 para un UE 116 dado. Esto es debido a que las subportadoras de la RS específica del UE se precodifican de modo diferente que los RE de datos. En este caso, la RS específica del UE asociado se precodifica con el mismo  $\mathbf{W}_L$  que las señales de datos pero no con  $\mathbf{V}_{l,k}$ . Esto es, se utiliza un conjunto de RS específicas del UE de  $N_B$  puertos y se precodifica junto con los datos a través de  $N_{TX}$  antenas físicas (tal como los TXRU). Los ciclos del precodificador se aplican a través de estos  $N_B$  flujos (tal como virtuales). En una realización, se realiza una configuración mediante una señalización RRC de la capa más alta como un modo de transmisión. En consecuencia, se configura semi-estáticamente una transmisión en lazo abierto y se diferencia de una transmisión en lazo cerrado. En otra realización, se realiza una configuración mediante un PDCCH incluido en la concesión del DL como un campo DCI. En consecuencia, se trata una transmisión en lazo abierto como un tipo de precodificación que se indica en uno de los campos en el campo DCI. Por ejemplo, se deriva un formato DCI de uno de los formatos DCI existentes en el LTE Ed. 12 (tal como el formato DCI 2A/2B) en el que el campo de información de precodificación se utiliza para activar la transmisión en lazo abierto. En este caso, una RS específica del UE no se

precodifica con  $\mathbf{V}_{l,k}$  (es decir a pesar de que se precodifica con  $\mathbf{W}_L$ ). Una vez que el UE 116 estima un canal a partir de la RS específica del UE (es decir siendo una demodulación), el UE deduce la estimación del canal asociada con  $\mathbf{V}_{l,k}$  a partir de estimaciones obtenidas directamente de la RS específica del UE.

5 La figura 22 ilustra otro ejemplo de diagrama de bloques de un circuito 2200 de procesamiento de la ruta de datos en una transmisión en lazo abierto de acuerdo con la presente divulgación. La realización del circuito 2200 de procesamiento de la ruta de datos mostrada en la figura 22 es solamente para ilustración. Podrían usarse otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación. El circuito 2200 de procesamiento de la ruta de datos puede ser el mismo que, o similar a, el controlador/procesador 225 y puede incluir uno o más procesadores u otros dispositivos de procesamiento que controlan el funcionamiento global del eNB 103.

10 En el ejemplo mostrado en la figura 22, el circuito 2200 de procesamiento de la ruta de datos incluye una conexión a puertos de RS 2205 específicos del UE, un multiplexor 2210, un primer precodificador 2215 y un segundo precodificador 2220. Cuando se realiza un ciclo del precodificador a través de subportadoras, el esquema 1 requiere en general puertos de RS 2205 específicos del UE, que se multiplexan mediante el multiplexor 2210 y comparten el mismo segundo precodificador 2220  $\mathbf{W}_L$  con datos. En una realización, se realiza el mismo esquema a través de los  
15 símbolos OFDM. En este caso, la RS 2205 específico del UE no se precodifica con el mismo vector de precodificación que las señales de datos 2225, que se precodifican a través del primer precodificador 2215. Esto es debido a que no todos los símbolos OFDM contienen símbolos de RS específicas del UE.

En ciertas realizaciones (tal como el esquema 2), dados  $N_B$  haces generados por  $N_B$  vectores base en  $\mathbf{W}_L$ , el eNB 103 realiza una codificación del bloque a través de los haces y los dominios del tiempo o la frecuencia. Una  
20 granularidad en el tiempo o una en el espacio-tiempo es similar al esquema 1. En este caso, están disponibles varios códigos de bloques de espacio-tiempo/frecuencia o códigos de dispersión lineal para elegir entre ellos. Por ejemplo, para  $N_B = 2$ , se aplica el código Alamouti tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia (tal como en el LTE Ed. 12). De modo similar, para  $N_B = 4$ , se aplica una diversidad de transmisión con desplazamiento de frecuencia-codificación de bloque espacio-frecuencia (SFBC-FSTD) tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. Con  
25 la codificación del bloque espacio-tiempo/frecuencia (ST/FBC), se procesan múltiples bloques de datos (es decir en lugar de un único bloque en el esquema 1) conjuntamente donde esta colección de bloques de datos incluyen múltiples símbolos que se mapean en múltiples subportadoras (RE) o múltiples símbolos OFDM dependiendo de si se emplea SFBC o STBC. Por ejemplo, para  $N_B = 2$ , se utiliza el código Alamouti en el dominio de la frecuencia (tal como SFBC) como sigue:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_{l,2k} \\ \mathbf{z}_{l,2k+1} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & -1 & 0 & j \\ 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{x}_{l,k}) \\ \text{Im}(\mathbf{x}_{l,k}) \end{bmatrix} \quad (13)$$

30 Para  $N_B = 4$ , se utiliza SFBC-FSTD en el dominio de la frecuencia como sigue:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_{l,4k} \\ \mathbf{z}_{l,4k+1} \\ \mathbf{z}_{l,4k+2} \\ \mathbf{z}_{l,4k+3} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & j \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{x}_{l,k}) \\ \text{Im}(\mathbf{x}_{l,k}) \end{bmatrix} \quad (14)$$

35 Se precodifica a continuación una salida  $\{\mathbf{z}_{l,k}\}$  con el componente  $\mathbf{W}_L$  de precodificación a largo plazo. En este caso, una operación de diversidad de transmisión en lazo abierto no se expresa directamente en la forma de las ecuaciones (12A-12C) dado que implica una operación de codificación del bloque espacio-tiempo.

El ST/FBC no se implementa como una característica transparente para la norma y se configura explícitamente por el eNB para un UE dado. Requiere que una RS específica del UE no se precodifique con  $\mathbf{V}_{l,k}$ . Esto es, se utiliza un conjunto de RS específicas del UE de  $N_B$  puertos y se precodifica junto con los datos a través de  $N_{TX}$  antenas físicas (tal como los TXRU). El multiplexado de datos y las RS específicas del UE se realizan de una forma similar al esquema 1. Se aplican unos ciclos de precodificador a través de estos  $N_B$  flujos (tal como virtuales). En una realización, se realiza una configuración mediante una señalización RRC de la capa más alta como un módulo de transmisión. En consecuencia, una transmisión en lazo abierto se configura semi-estáticamente y se diferencia a partir de la transmisión en lazo abierto. En otra realización, se realiza una configuración mediante un PDCCH incluido en una concesión de DL como un campo DCI. En consecuencia, una transmisión en lazo abierto se trata como un tipo de precodificación que se indica en uno de los campos en el campo DCI. Por ejemplo, un formato DCI se deriva de uno de los formatos DCI existentes en el LTE Ed. 12 (tal como el formato DCI 2A/2B) cuando se utiliza el campo de información de precodificación para activar la transmisión en lazo abierto.

En el esquema 1 y el esquema 2, se supone que el  $\mathbf{W}_L$  es específico del UE o como mucho específico del grupo. En ciertas realizaciones (tal como en el esquema 3), se supone que el  $\mathbf{W}_L$  es específico de una célula y banda ancha (tal como fijo). En este caso se añade una virtualización  $\mathbf{P}$  adicional. Dados  $N_B$  haces generados por  $N_B$  vectores base en  $\mathbf{W}_L$ , el eNB 103 realiza primero virtualización del haz a través de los  $N_B$  vectores base, es decir

$$\mathbf{W}'_L = \mathbf{W}_L \mathbf{P} \quad (15)$$

en la que  $\mathbf{P} \in \mathbf{C}^{N_B \times N_P}$  es una matriz de virtualización que produce un compuesto, que es más ancho o más estrecho que los haces especificados por los  $N_B$  vectores base en  $\mathbf{W}_L$ . A continuación, el eNB 103 aplica el esquema 1 y el esquema 2 mediante el uso de los  $N_P$  vectores base en  $\mathbf{W}'_L$  vectores base. El precodificador  $\mathbf{P}$  de virtualización es específico del UE y proporciona algunos beneficios adicionales para un esquema en lazo abierto. Por ejemplo, si el canal asociado con un UE 116 varía a través de un amplio intervalo a través de los vectores base en  $\mathbf{W}_L$ , el  $\mathbf{P}$  se diseña de modo que los  $N_P$  haces en  $\mathbf{W}'_L$  sean más anchos que en  $\mathbf{W}_L$ . Alternativamente, si el canal asociado con el UE 116 varía globalmente un pequeño intervalo, el  $\mathbf{P}$  se diseña de modo que los  $N_P$  haces en  $\mathbf{W}'_L$  sean más estrechos que en  $\mathbf{W}_L$  y por ello proporciona una ganancia de formación del haz a largo plazo mayor. Aunque este esquema se considera como un caso especial de la ecuación (10), permite algunas flexibilidades adicionales especialmente al permitir una precodificación a largo término y una sub-banda con  $\mathbf{P}$ .

En ciertas realizaciones (tal como en el esquema 4), dados  $N_B$  haces generados por  $N_B$  vectores base en un precodificador  $\mathbf{W}_L$  a largo plazo, el eNB 103 realiza una operación de diversidad de retardo cíclico (CDD) a través del tiempo (tal como a través de símbolos OFDM, ranuras, o subtramas) o de la frecuencia (tal como a través de subportadoras/RE, PRB o sub-bandas) para obtener una ganancia de diversidad en lazo abierto. El CDD se usa típicamente para incrementar la selectividad de frecuencia del canal. Para transmisión multi-capa, el CDD (tal como especialmente con parámetros de retardo de ciclo grandes) también incrementa la robustez del sistema contra deficiencias del CSI (tal como el efecto de luz de flash sobre interferencia inter-células, retardo de realimentación del CSI con una movilidad moderada a alta). Para  $N_L = 1$ , el CDD se realiza mediante la introducción de una rampa de fase a través de los  $N_B$  haces en el dominio de la frecuencia. El precodificador  $\mathbf{V}_k$  para la sub portadora  $k$  puede describirse como sigue:

$$\mathbf{V}_k = \frac{1}{\sqrt{N_B}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{N_B}\theta k} \\ \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi}{N_B}\theta(N_B-1)k} \end{bmatrix}, k = 0, 1, \dots \quad (16A)$$

En este caso,  $\theta$  es un parámetro de retardo cíclico que es el resultado de un retardo cíclico de  $\theta$  en el dominio del tiempo que es fijo o varía basándose en la condición del canal medida. Dado que el CDD solo introduce copias adicionales retardadas cíclicamente de la respuesta a impulsos del canal, el canal efectivo visto por el UE 116 es  $\sum_{p=1}^{N_B} h_p((i - p\theta) \pmod{N_B})$ . En este caso, solo es necesaria una RS específica del UE de un puerto y se multiplica con datos previamente a realizar una precodificación con  $\mathbf{V}_k$ . En consecuencia, el CDD se implementa como un esquema transparente para la norma, al menos para  $N_L = 1$ . En general, para  $N_L > 1$ , el CDD se realiza a través de los  $N_B$  haces en el dominio de la frecuencia. En ese caso, el precodificador  $\mathbf{V}_k$  sigue un formato similar tal como:

$$\mathbf{V}_k = \mathbf{C}_k \mathbf{D}_k \mathbf{U} \quad (16B)$$

La matriz  $\mathbf{C}_k$  de  $N_B \times N_L$  mapea los  $N_B$  haces sobre  $N_L$  capas. Este componente es fijo o varía a través de subportadoras. Este componente permite que se use el esquema 1 (tal como ciclos de precodificador) junto con una permutación/desplazamiento de capa. Esta combinación se usa en multiplexado espacial en lazo abierto basado en CRS del LTE Ed. 12 sin el uso de  $\mathbf{W}_L$ . La matriz  $\mathbf{D}_k$ , que introduce un retardo ciclo a través de capas, y  $\mathbf{U}$  (tal como precodificación fija adicional) se eligen desde el LTE Ed. 12. En una realización, no se requiere  $\mathbf{U}$  y se ignora.

Dado que la permutación de capas tiene lugar a través de subportadoras, este esquema requiere más de un puerto de RS específica del UE y no es transparente para los UE. Por ejemplo, si  $\mathbf{C}_k$  es fija a lo largo de subportadoras, son necesarios  $N_L$  puertos de RS específicas del UE. En otro ejemplo, si  $\mathbf{C}_k$  se varía través de las subportadoras (tal como usando ciclos de precodificador), son necesarios  $N_B$  puertos de RS específicas del UE. En una realización, se usa CDD para  $N_L > 1$  en la que CDD se realiza a través de  $N_B$  haces en el dominio de la frecuencia para cada capa de transmisión. A continuación se aplican ciclos de precodificador (tal como en el esquema 1) en conjunto con CDD para cada capa. Se usan diferentes patrones de ciclos para diferentes capas para evitar interferencia inter-capas.

5

$$\mathbf{V}_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N_B}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi}{N_B}\theta k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{2\pi}{N_B}\theta(N_B-1)k} \end{bmatrix} \mathbf{p}_{l,k}, k = 0,1, \dots \quad (16C)$$

$$\mathbf{V}_k = [\mathbf{V}_{0,k} \quad \mathbf{V}_{1,k} \quad \dots \quad \mathbf{V}_{N_L-1,k}]$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N_B}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi}{N_B}\theta k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{2\pi}{N_B}\theta(N_B-1)k} \end{bmatrix} [\mathbf{p}_{0,k} \quad \mathbf{p}_{1,k} \quad \dots \quad \mathbf{p}_{N_L-1,k}]$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N_B}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{2\pi}{N_B}\theta k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{2\pi}{N_B}\theta(N_B-1)k} \end{bmatrix} \mathbf{P}_k \quad (16D)$$

10 Un vector  $\mathbf{p}_{l,k}$  de precodificación de longitud  $N_B$  realiza ciclos de precodificador a través de los vectores dentro de un subconjunto o una totalidad de un libro de códigos de rango 1 (tal como  $N_B = 2$  / tamaño 4 o  $N_B = 4$  / tamaño 16 en el LTE Ed. 12). El vector de precodificación pasa en ciclos a través de un (sub)conjunto de vectores de precodificación en una forma análoga a la ecuación (12C). En este caso, diferentes capas utilizan diferentes patrones de ciclos. Por ejemplo, en la ecuación (12C), se usa un índice de ciclos específico de la capa. Alternativamente, una formulación equivalente en la ecuación (16D) sugiere que se realizan ciclos de precodificador a través de un (sub)conjunto de matrices de precodificación de  $N_L$  capas. Esto es, la matriz  $\mathbf{P}_k$  de  $N_B \times N_L$  pasa en ciclos a través de las matrices dentro de un subconjunto o una totalidad de unos libros de códigos de rango  $N_L$ . Por ejemplo, se utilizan para esta finalidad los libros de códigos del LTE Ed. 12 que tienen  $N_B = 2$  / tamaño 4 o  $N_B = 4$  / tamaño 16).

15

La figura 23 ilustra un diagrama de bloques de ejemplo para un circuito 2300 de procesamiento de una precodificación a largo plazo en conjunto con diversidad de retardo cíclico (CDD) de acuerdo con la presente divulgación. La realización del circuito 2300 de procesamiento mostrado en la figura 23 es solo para ilustración. Podrían usarse otras realizaciones sin apartarse del alcance de la presente divulgación. Los circuitos 2300 de procesamiento pueden ser los mismos que, o similares a, el controlador/procesador 225 y pueden incluir uno o más procesadores u otros dispositivos de procesamiento que controlan el funcionamiento global del eNB 103.

20

En el ejemplo mostrado en la figura 23, el circuito 2300 de procesamiento incluye una conexión a puertos 2205 de RS específicas del UE, multiplexor 2310, un primer precodificador 2315 y un precodificador 2320 a largo plazo. Una conmutación entre un lazo cerrado y un lazo abierto se relaciona principalmente para configurar un UE-n para  $\mathbf{V}$ . Cuando el UE 116 se configura para la transmisión en lazo cerrado, se adapta  $\mathbf{V}$  en el eNB 103 basándose en una realimentación del CSI desde el UE 116 (tal como en la Ed. 12, que se usa PMI junto con RI para indicar un precodificador recomendado para el UE-n). Cuando el UE 116 se configura para la transmisión en lazo abierto,  $\mathbf{V}$  está predeterminado y no es adaptativo. El precodificador 2320  $\mathbf{W}_L$  a largo plazo se hace común entre las transmisiones en lazo cerrado y lazo abierto.

25

30

En una realización, si un esquema de transmisión en lazo abierto es transparente para el UE 116 (tal como transparente para la norma) para la configuración para un UE 116, no hay necesidad de configuración explícita. En otra realización (tal como semi-estática), el eNB 103 configura un UE 116 a través de una señalización de la capa más alta (tal como RRC) tanto si el UE 116 asume una transmisión del DL en lazo abierto como en lazo cerrado. En esta realización, se asocian dos esquemas de transmisión (tal como esquemas en lazo abierto y lazo cerrado) con un modo de transmisión (tal como en el LTE Ed. 12). En otra realización, se configura una conmutación semi-estática (tal como un precodificador  $\mathbf{V}$  semi-estático) para un UE-n bajo el mismo modo de transmisión. En otra realización más (tal como dinámica), se realiza una conmutación entre un lazo abierto y un lazo cerrado a través de un campo DCI en una concesión del DL que se usa para indicar un modo de transmisión configurado por el eNB.

35

40

- Independientemente de si el esquema de transmisión en lazo abierto es transparente o no para los UE, el problema de la configuración de la realimentación del CSI es aún relevante en relación con esto. Por ejemplo, el eNB 103 configura el UE 116 para determinar si notificar o no el PMI asociado con  $\mathbf{V}$  (tal como precodificación a corto plazo). Cuando el eNB 103 decide realizar la transmisión en lazo abierto al UE 116, el eNB 103 desconecta dicho informe PMI mientras aún mantiene el informe PMI asociado con  $\mathbf{W}_L$  o la realimentación RI. Si se requiere una configuración de esquema de transmisión explícita (tal como en términos del modo de transmisión), es posible enlazar una configuración de realimentación del CSI con una configuración del módulo de transmisión. Por ejemplo, si el UE 116 se configura para el modo de transmisión en lazo abierto, el UE 116 no informa el PMI asociado con  $\mathbf{V}$  (tal como precodificación a corto plazo). En este caso, se reduce en consecuencia la sobrecarga de realimentación del CSI.
- Una transmisión en lazo abierto realiza una adaptación de precodificación a corto plazo que facilita la operación MU-MIMO. Las transmisiones dirigidas a diferentes UE se multiplexan a través de diferentes haces espaciales. En caso de la transmisión en lazo abierto o lazo semi-cerrado divulgada, la operación MU-MIMO se realiza de modo similar. De ese modo, se multiplexan diferentes UE a través de diferentes haces espaciales. Sin embargo, a diferencia de la transmisión en lazo cerrado que se basa principalmente en una realimentación del CSI a corto plazo (tal como CQI, PMI y RI), el esquema en lazo abierto o lazo semi-cerrado divulgado realiza MU-MIMO. En una realización, tanto una precodificación  $\mathbf{W}_L$  específica del UE o específica del grupo permite la adaptación lenta, que se potencia para MU-MIMO. En otra realización, para unos UE que comparten el mismo  $\mathbf{W}_L$ , vectores columna solapados, o haces del  $\mathbf{W}_L$  a través de varios UE, aún se realiza MU-MIMO a través de dichos UE mediante la elección de diferentes parámetros de lazo abierto para diferentes UE. En un ejemplo, para el esquema 1 (tal como ciclos de precodificador), se asignan diferentes valores del parámetro  $\Delta_l$  de desplazamiento del índice a diferentes UE para evitar el uso del mismo precodificador o haz en una subportadora o subtrama dada. Con referencia a las ecuaciones (12A), (12B) y (12C), se usa un índice  $I_{l,k}^{(n)}$  específico del UE y, por lo tanto, un parámetro  $\Delta_l^{(n)}$  de desplazamiento del índice para esta finalidad. Esto da como resultado una matriz  $\mathbf{V}_{l,k}^{(n)}$  de precodificación específica del UE para un UE 116. En otro ejemplo, para el esquema 4 (tal como CDD), se asignan diferentes valores de un parámetro  $\theta$  de desplazamiento de fase (tal como un retardo cíclico) a diferentes UE. Con referencia a las ecuaciones (16A) y (16B), se usa un parámetro  $\theta^{(n)}$  de desplazamiento de fase específico del UE para esta finalidad, lo que da como resultado una matriz  $\mathbf{V}_{l,k}^{(n)}$  de precodificación específica del UE para un UE-n. En otro ejemplo más, si estos esquemas no son transparentes para los UE, se configura un parámetro específico del UE tanto a través de una señalización de la capa más alta (RRC) como de una parte del DCI en una concesión del DL.
- Cuando se usa una matriz rectangular en el eNB 103, un canal espacial incluye dimensiones azimutales (tal como horizontal,  $h$ ) y elevación (tal como vertical,  $v$ ). En la práctica, las características del canal a largo plazo son las mismas/similares o bastante diferentes para estas diferentes dimensiones. Cuando son la misma, se aplica el mismo esquema de diversidad de transmisión en lazo abierto a ambas dimensiones. Por otro lado, cuando son completamente diferentes, se aplican esquemas de diversidad de transmisión en lazo abierto diferentes para diferentes dimensiones. En una realización, un UE-n aplica un precodificador fijo para  $\mathbf{W}_{L,v}$ , por ejemplo, mediante la utilización de la característica de restricción del subconjunto de libros de códigos del LTE Ed. 12, mientras aplica el esquema 1 (tal como ciclos de precodificador) o el esquema 2 (tal como codificación de bloques) o el esquema 3 (tal como CDD) a través de los haces asociados con  $\mathbf{W}_{L,h}$ . Esto es aplicable cuando el UE-n no presenta mucha variación a través de una dimensión vertical y/o una elevación y su localización vertical es conocida con gran confianza. En otro ejemplo, se aplican diferentes esquemas de diversidad de transmisión en lazo abierto a ambas dimensiones cuando las características del canal que pertenece a las dimensiones horizontal y vertical son las opuestas. En otra realización más, un UE-n aplica el esquema 1 (tal como ciclos de precodificador) a través de los haces asociados con una dimensión (tal como  $\mathbf{W}_{L,h}$ ) mientras aplica el esquema 2 (tal como codificación de bloque) a través de los haces asociados con la otra dimensión (tal como  $\mathbf{W}_{L,v}$ ). Esto es aplicable cuando un canal espacial asociado con un UE-n presenta un componente en la línea de visión (LOS)/especular más fuerte en la primera dimensión pero componentes difusos más fuertes en la segunda dimensión. Aunque un componente en la línea de visión (LOS) en la primera dimensión no sea conocido con gran confianza. En otra realización más, un UE-n aplica el esquema 1 (tal como ciclos de precodificador) a través de los haces asociados con una dimensión (tal como  $\mathbf{W}_{L,h}$ ) mientras aplica el esquema 3 (tal como CDD) a través de los haces asociados con la otra dimensión (tal como  $\mathbf{W}_{L,v}$ ). Esto es aplicable cuando un canal espacial asociado con un UE-n presenta un componente en línea de visión (LOS)/especular más fuerte en la primera dimensión (no obstante no conocido con gran confianza). Entretanto, la segunda dimensión carece de selectividad de frecuencia. En otro ejemplo más, son aplicables el esquema 1, el esquema 2, el esquema 3 o el esquema 4 en una dimensión mientras se aplica un esquema en lazo cerrado en la otra dimensión.
- Como se ha ilustrado anteriormente, la descripción de los esquemas 1, 2, 3 y 4 se aplica para una de las dos dimensiones (tal como tanto horizontal como vertical). Suponiendo una matriz de antena 2D (tal como  $N_{TX} = N_{fila} \times N_{col}$ ) tal como se usa en FD-MIMO, se determinan las PMI de dos componentes (tal como h-PMI para la dimensión horizontal y v-PMI para la dimensión vertical) y son aplicables como una realimentación del CSI. En una realización, un h-PMI incluye tanto unos componentes a largo plazo (tal como asociados con  $\mathbf{W}_{L,h}$ ) como a corto plazo (tal como asociados con  $\mathbf{V}_h$ ). En otra realización, un v-PMI incluye tanto unos componentes a largo plazo (tal como asociados con  $\mathbf{W}_{L,v}$ ) como a corto plazo (tal como asociados con  $\mathbf{V}_v$ ). En dichas realizaciones, los componentes a largo plazo y corto plazo se definen de acuerdo con las operaciones en lazo cerrado y lazo abierto divulgadas, respectivamente.

En otra realización más, para una operación en lazo abierto o en lazo semi-cerrado, no se requieren las PMI a corto plazo y se desconectan por un eNB.

5 En ciertas realizaciones, suponiendo una matriz de antena 2D (tal como  $N_{TX} = N_{fila} \times N_{col}$ ) tal como se usa en FD-MIMO, se determinan RI de dos componentes (tal como h-RI asociado con h-PMI y v-RI asociado con v-PMI) y es aplicable como una realimentación del CSI. En estas realizaciones, un RI total es el producto del h-RI y el v-RI.

10 En ciertas realizaciones, suponiendo una matriz de antena 2D (tal como  $N_{TX} = N_{fila} \times N_{col}$ ) tal como se usa en FD-MIMO, se determinan un CQI conjunto y es aplicable como una realimentación del CSI. En dichas realizaciones, independientemente de su definición (tal como LTE Ed. 12 recomienda una eficiencia espectral) el CQI conjunto se define suponiendo un PMI 2D junto con su RI 2D que se asocia con el precodificador de producto de Kronecker dado en (8).

15 Dado que se aplican diferentes esquemas a diferentes dimensiones, una realimentación de h-PMI y v-PMI ha de configurarse de acuerdo con los esquemas de transmisión. Usando el marco de precodificación LTE Ed. 12 (tal como libro de códigos de doble etapa con dos índices:  $i_1$  e  $i_2$ ) para una matriz 2D FD-MIMO, la realimentación del CSI correspondiente contiene un RI (tal como h-RI y v-RI), un PMI, un CQI (tal como CQI conjunto que se define basándose en el RI y PMI), o una combinación de los mismos. En una realización, un h-PMI se configura para ser a largo plazo y un v-PMI se configura a corto plazo (tal como  $h-i_1$ ,  $v-i_1$  y  $v-i_2$ ). En otra realización, un v-PMI se configura para ser a largo plazo y un h-PMI se configura a corto plazo (tal como  $v-i_1$ ,  $h-i_1$  y  $h-i_2$ ). En otra realización más, tanto h-PMI como v-PMI se configuran a largo plazo (tal como  $h-i_1$  y  $v-i_1$ ). En otra realización más, tanto h-PMI como v-PMI se configuran a corto plazo (tal como  $h-i_1$ ,  $v-i_1$ ,  $h-i_2$  y  $v-i_2$ ). En dichas realizaciones, es beneficioso definir un nuevo sub-modo del modo 1-1 de notificación periódica del CSI sobre PUCCH (tal como en el LTE Ed. 12). Los componentes de PMI a largo plazo ( $h-i_1$  y  $v-i_1$ ) se espera que compartan una periodicidad comparable o la misma como una realimentación de RI. Particularmente, en un modo 1-1 sub-modo 1, un  $i_1$  se notifica junto (tal como conjuntamente codificado) con el RI con una periodicidad de referencia (tal como el intervalo de notificación desde  $CQI+i_2$  en la que CQI e  $i_2$  se notifican juntos). Sin embargo, no es necesario un  $i_2$  (tal como precodificación a corto plazo). Por lo tanto, en ciertas realizaciones, si se configura un h-PMI como a largo plazo y se configura un v-PMI como a corto plazo, notificar un tipo de reporte PUCCH 4b (tal como h-v CQI conjunto,  $v-i_2$  de banda ancha). En otra realización, si se configura un h-PMI como a largo plazo y se configura un v-PMI como a corto plazo, notificar un PUCCH tipo de reporte 5a (tal como h-RI y  $h-i_1$ , y v-RI y  $v-i_1$ ). Estos dos pares se notifican conjuntamente con un recurso de CSI o en paralelo con dos recursos de CSI.

20 30 En ciertas realizaciones, si se configura un v-PMI como a largo plazo y se configura un h-PMI como a corto plazo, notificar un tipo de reporte PUCCH 4c (tal como h-v CQI conjunto,  $h-i_2$ ). En una realización, si se configura un v-PMI como a largo plazo y se configura un h-PMI como a corto plazo, notificar un tipo de reporte PUCCH 5a (tal como h-RI y  $h-i_1$ , y v-RI y  $v-i_1$ ). Estos dos pares se notifican conjuntamente con un recurso de CSI o en paralelo con dos recursos de CSI.

35 En ciertas realizaciones, si se configura tanto un h-PMI como un v-PMI como a largo plazo, notificar un tipo de reporte PUCCH 4a (tal como h-v CQI conjunto de banda ancha). En una realización, si se configura tanto un h-PMI como un v-PMI como a largo plazo, notificar un tipo de reporte PUCCH 5a (tal como h-RI y  $h-i_1$ , y v-RI y  $v-i_1$ ). Estos dos pares se notifican conjuntamente con un recurso de CSI o en paralelo con dos recursos de CSI.

40 En ciertas realizaciones, se combinan ciclos del precodificador (tal como el esquema 1) con CDD (tales como el esquema 4). Aunque las realizaciones anteriores suponen una precodificación  $W_L$  a largo plazo específica del UE o específica del grupo, que se adapta lentamente basándose en una realimentación del CSI o una medición de la señal del UL (tal como el perfil del AoD del DL), el eNB 103 usa también una matriz de precodificación específica de la célula fija (tal como virtualización de antena fija/estática). Esto incluye un caso especial de no precodificación en absoluto (tal como un  $W_L$  que es una matriz identidad  $N_{TX} \times N_{TX}$ ). Se aplica un esquema de diversidad de transmisión en lazo abierto a través de los haces fijos resultantes.

Aunque la presente divulgación se ha descrito con una realización ejemplar, pueden sugerirse diversos cambios y modificaciones a un experto en la materia. Se pretende que la presente divulgación englobe dichos cambios y modificaciones tal como caen dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

50 Nada en la descripción de la presente solicitud debe leerse como implicando que cualquier elemento, etapa, o función particular es un elemento esencial que debe incluirse en el alcance de las reivindicaciones. El alcance de la materia objeto patentada se define solamente por las reivindicaciones. Más aún, nada en las reivindicaciones se pretende que invoque la cláusula 35 U.S.C. § 112(f) a menos que las palabras exactas "medios para" sean seguidas por un participio.

**REIVINDICACIONES**

1. Un procedimiento de operación de una estación base (102), comprendiendo el procedimiento:

5 recibir, desde un equipo de usuario (116), UE, una señal del enlace ascendente que incluye un primer indicador de la matriz de precodificación, PMI, asociado con al menos un primer índice del libro de códigos para un libro de  
 5 códigos, en el que cada matriz de precodificación del libro de códigos se especifica por el al menos un primer índice del libro de códigos y un segundo índice del libro de códigos;  
 generar una pluralidad de flujos de señales mediante la aplicación de una operación de diversidad en lazo abierto a al menos un flujo de símbolos, en el que la operación de diversidad en lazo abierto es una codificación del  
 10 bloque espacio frecuencia, SFBC, o unos ciclos de precodificador; y  
 10 generar una pluralidad de flujos de datos a ser transmitidos al UE a través de una pluralidad de antenas (205) mediante la aplicación de una matriz de precodificación basada en el primer PMI a la pluralidad de flujos de  
 señal.

2. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que la señal del enlace ascendente incluye además un indicador de calidad del canal, CQI, determinado por el UE basándose en el primer PMI y la operación de diversidad en lazo  
 15 abierto.

3. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que el libro de códigos comprende un libro de códigos de etapa dual en el que una primera etapa corresponde a el al menos un primer índice del libro de códigos y una segunda etapa corresponde al segundo índice del libro de  
 20 códigos.

4. El procedimiento según la reivindicación 1, que comprende adicionalmente:

configurar el UE para no notificar un segundo PMI asociado con el segundo índice del libro de códigos.

5. El procedimiento según la reivindicación 1, en el que generar la pluralidad de flujos de señales mediante la aplicación de la operación de diversidad en lazo abierto comprende:

25 realizar la SFBC o los ciclos de precodificador sobre dos puertos de antena para las señales de referencia específicas del UE sin usar las señales del enlace ascendente.

6. El procedimiento según la reivindicación 1 en el que los ciclos del precodificador se realizan de acuerdo con un patrón de ciclos predeterminado por capa, y

en el que el patrón de ciclos predeterminado se basa en un conjunto precodificador  

$$\left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} \right\}.$$

30 7. Un procedimiento de operación de un equipo de usuario (116), UE, comprendiendo el procedimiento:

determinar un primer indicador de la matriz de precodificación, PMI, asociado con al menos un primer índice del libro de códigos para un libro de códigos, en el que cada matriz de precodificación del libro de códigos se  
 35 especifica por el al menos un primer índice del libro de códigos y un segundo índice del libro de códigos;  
 transmitir, a una estación base (102), una señal del enlace ascendente que incluye el primer PMI; y  
 recibir, desde la estación base (102) una pluralidad de flujos de datos generados por una operación de diversidad en lazo abierto y una matriz de precodificación basada en el primer PMI,  
 en el que la operación de diversidad en lazo abierto es una codificación del bloque espacio frecuencia, SFBC, o unos ciclos de precodificador.

8. El procedimiento según la reivindicación 7, que comprende adicionalmente:

40 calcular un indicador de calidad del canal, CQI, basado en la operación en lazo abierto y en el primer PMI, en el que la señal del enlace ascendente incluye además el CQI.

9. El procedimiento según la reivindicación 8, en el que el primer PMI se notifica con un indicador de rango, RI, que indica un rango 1 o un rango 2.

10. El procedimiento según la reivindicación 8, en el que los ciclos de precodificador se realizan de acuerdo con un patrón de ciclos predeterminado para una capa, y

45 en el que el patrón de ciclos predeterminado se basa en un conjunto precodificador  

$$\left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}, \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} \right\}.$$

11. El procedimiento según la reivindicación 7, en el que la matriz de precodificación se construye a través de un producto de kronecker entre una primera matriz de precodificación de dimensión y una segunda matriz de precodificación de dimensión.
- 5 12. El procedimiento según la reivindicación 7, en el que el libro de códigos comprende un libro de códigos de etapa dual en el que una primera etapa corresponde a el al menos un primer índice del libro de códigos y una segunda etapa corresponde al segundo índice del libro de códigos.
13. El procedimiento según la reivindicación 7, que comprende adicionalmente:
- 10 recibir, desde la estación base, un mensaje para configurar no notificar un segundo PMI asociado con el segundo índice del libro de códigos; y  
en el que el segundo PMI no se notifica desde el UE a la estación base.
14. Una estación base (102) que comprende:
- al menos un transceptor (210); y  
al menos un procesador (225) conectado operativamente a el al menos un transceptor, configurado el al menos un procesador para una de las reivindicaciones 1 a 6.
- 15 15. Un equipo de usuario (116) que comprende:
- al menos un transceptor (310); y  
al menos un procesador (340) conectado operativamente a el al menos un transceptor, configurado el al menos un procesador para una de las reivindicaciones 7 a 13.

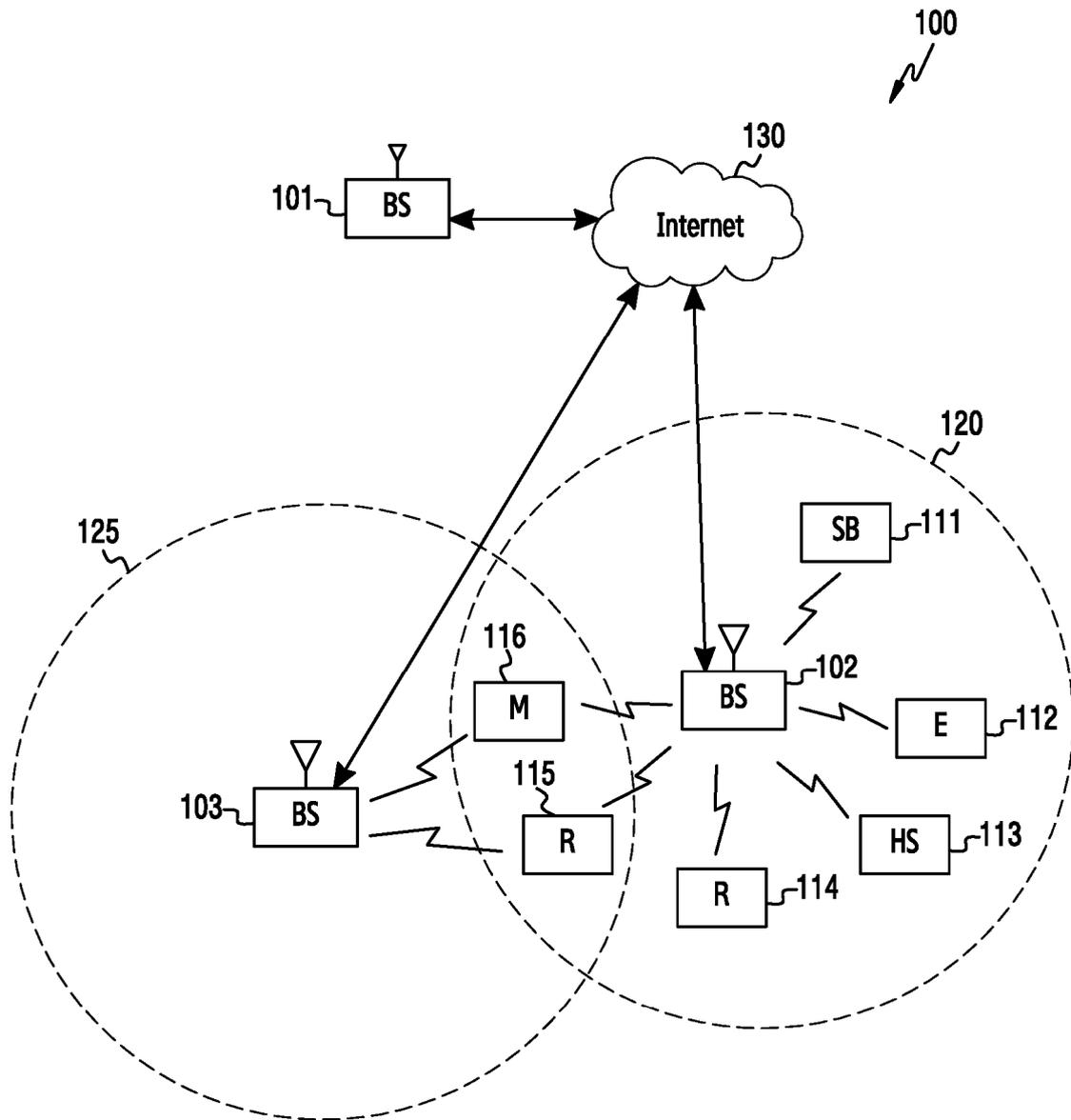


FIG. 1

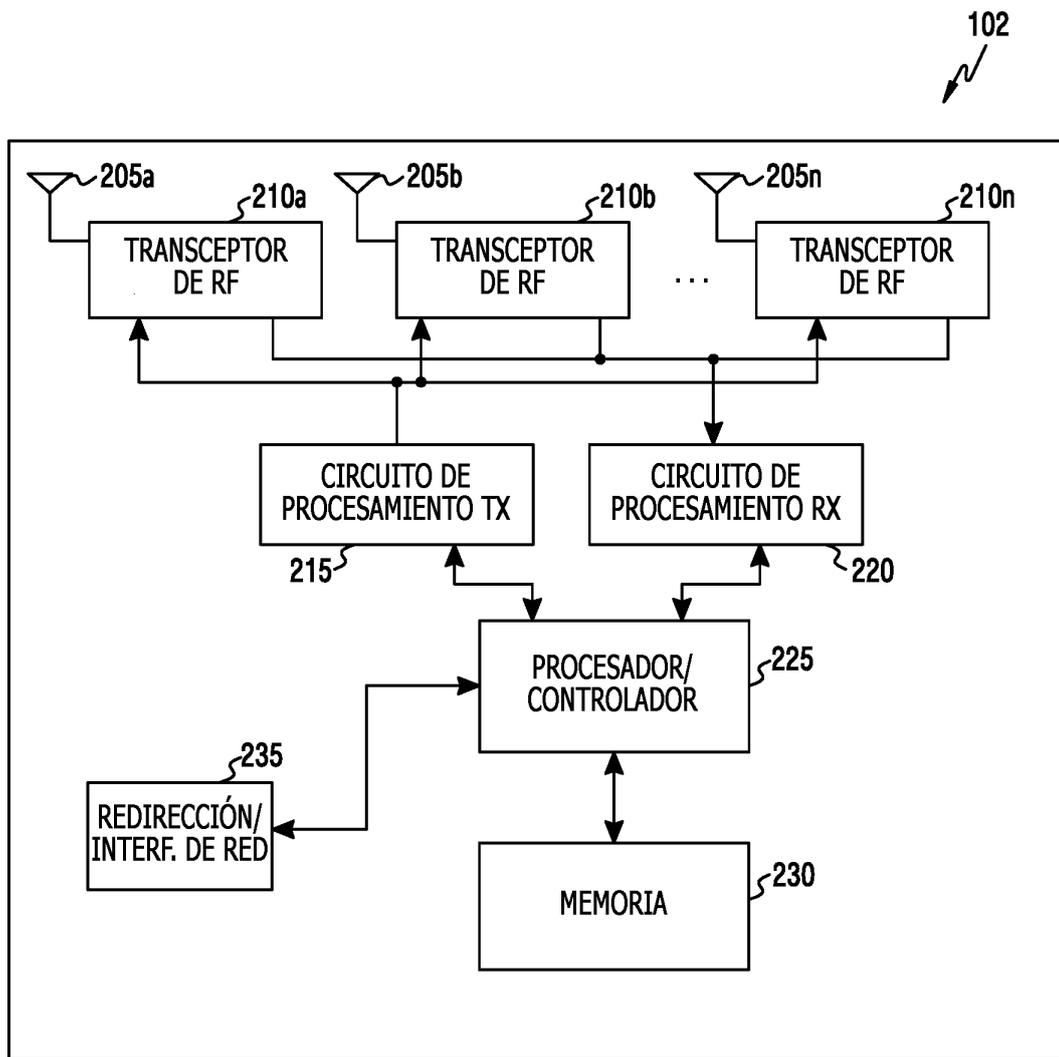


FIG.2

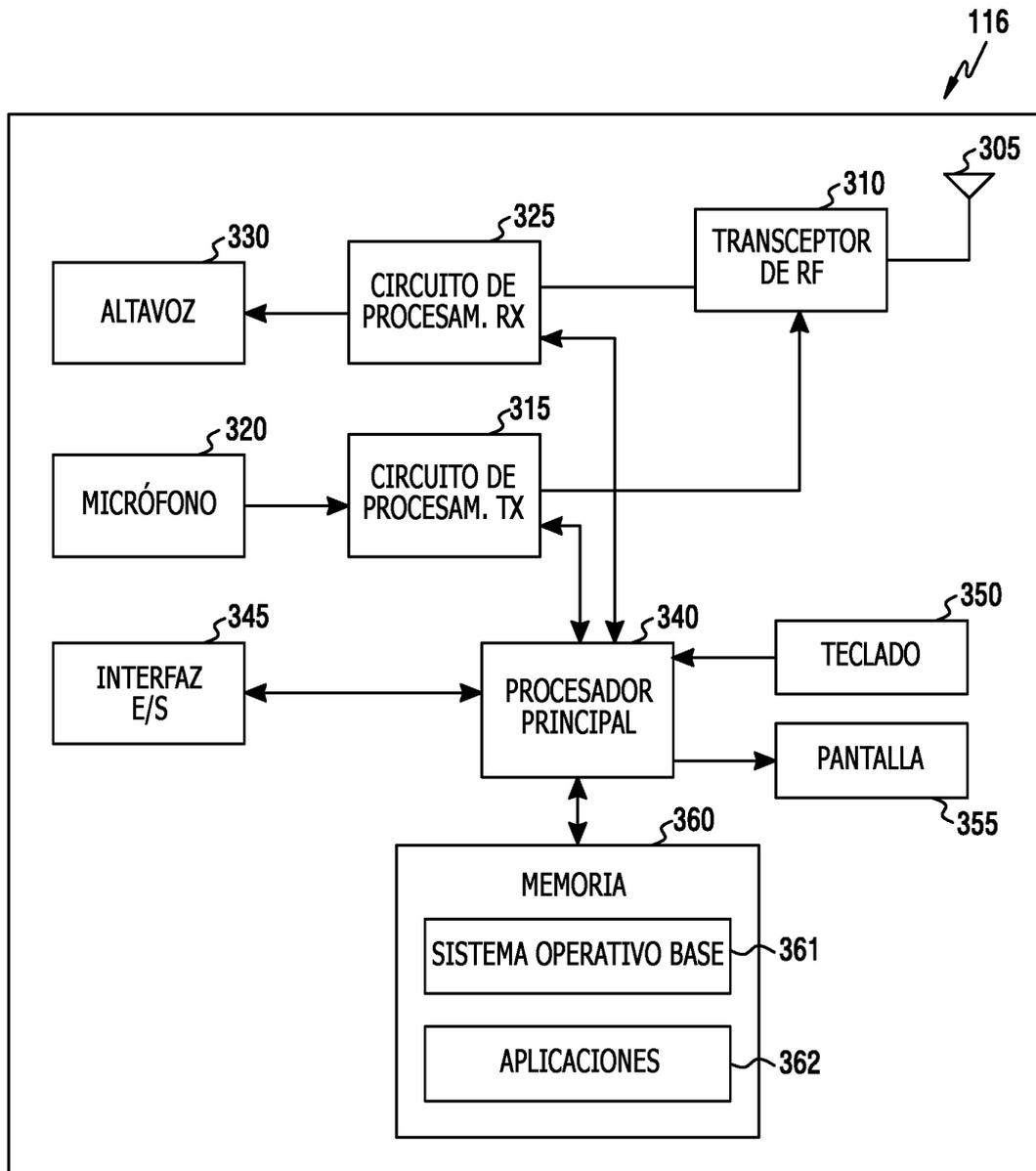


FIG.3

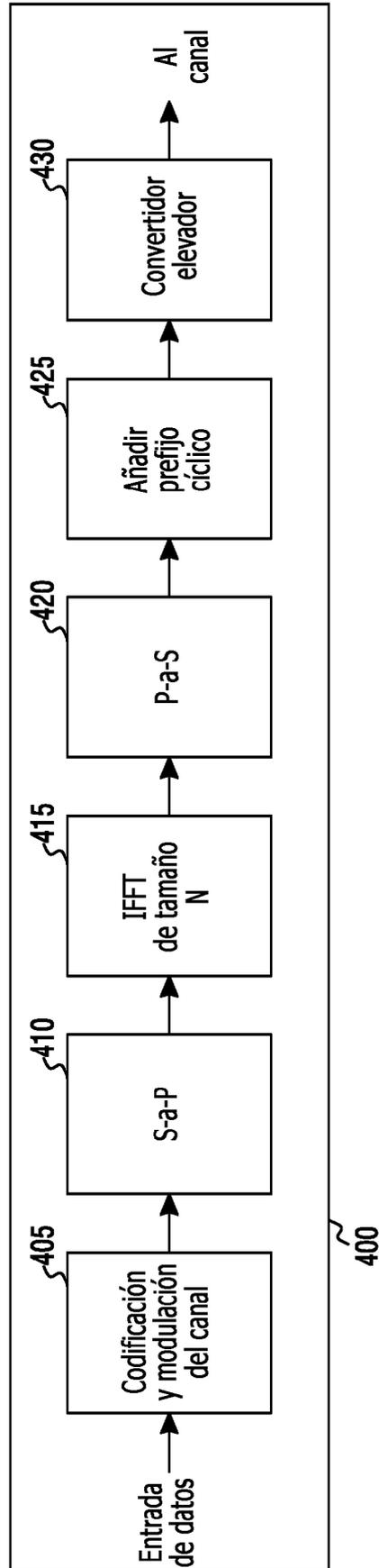


FIG. 4A

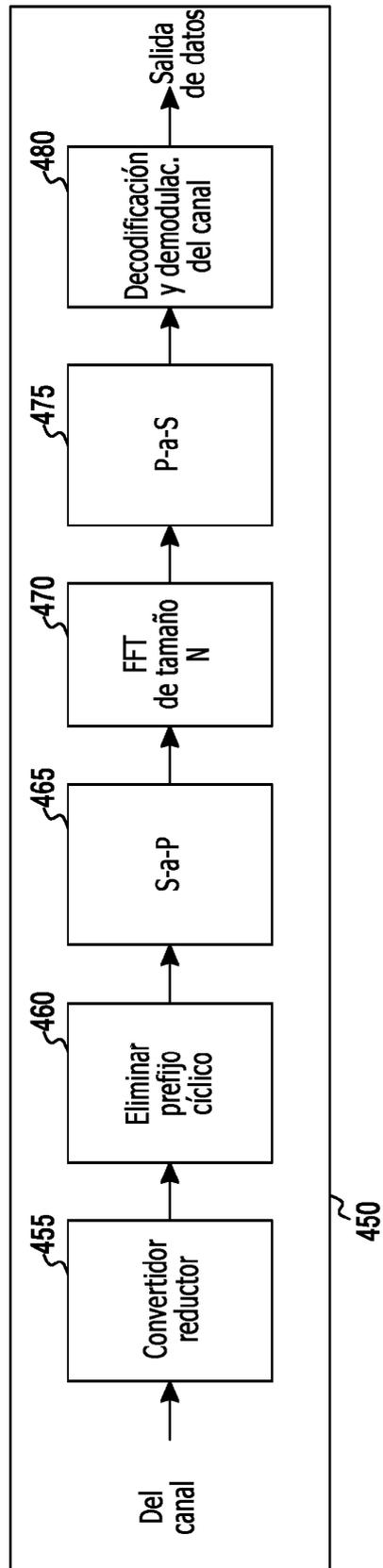


FIG. 4B

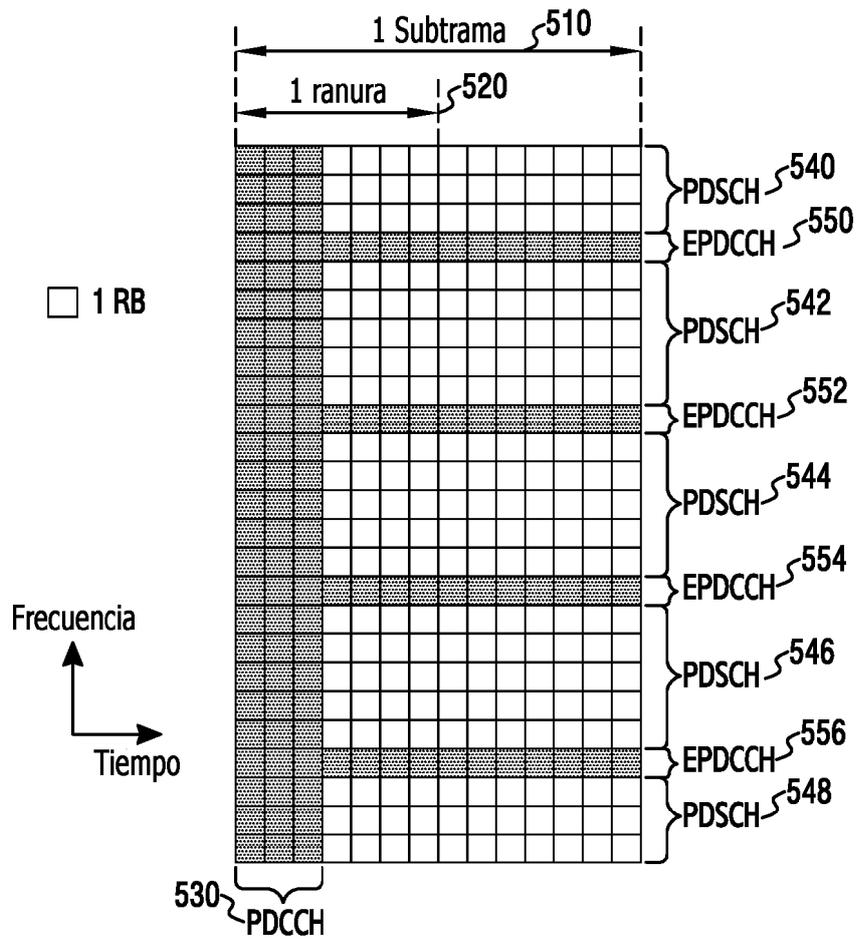


FIG.5

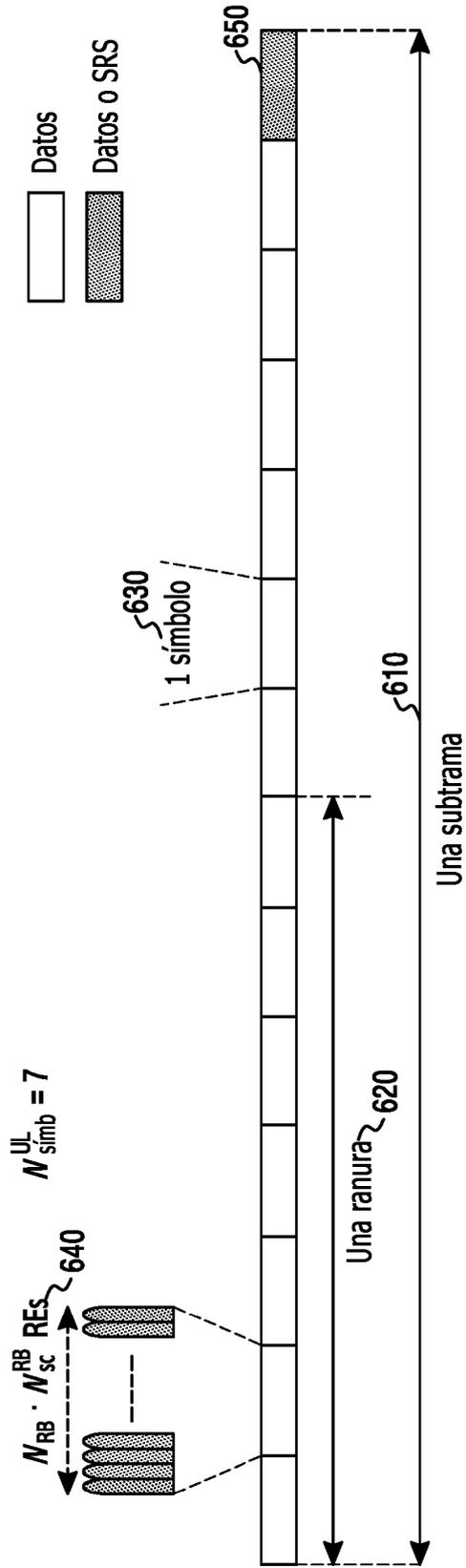


FIG.6

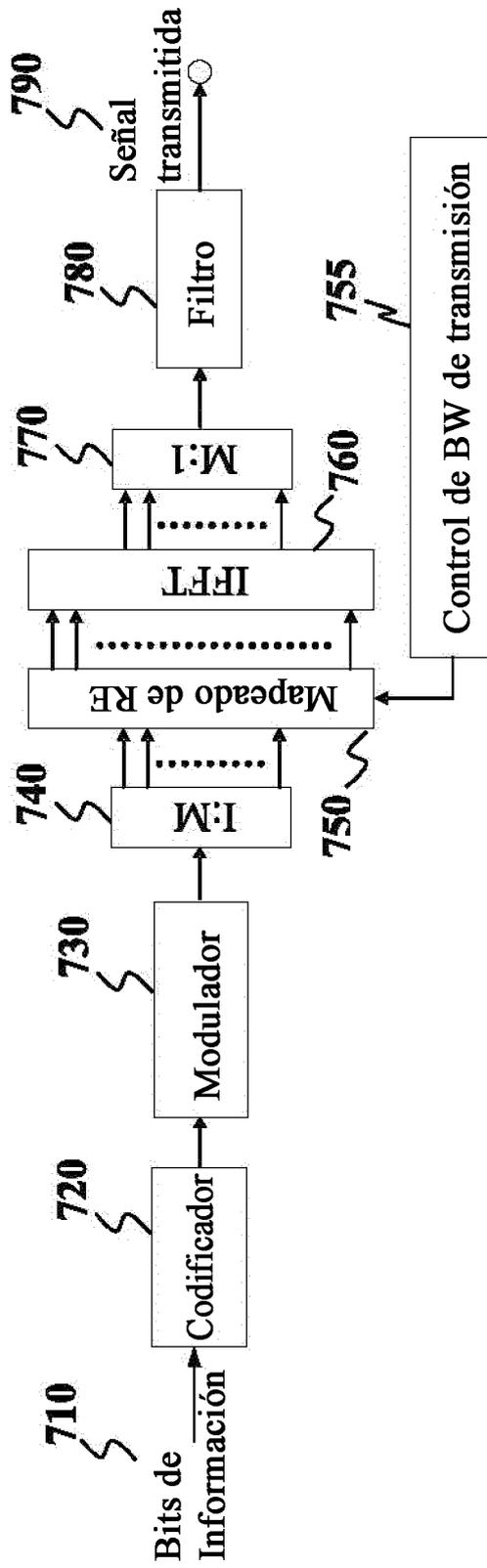


FIG. 7

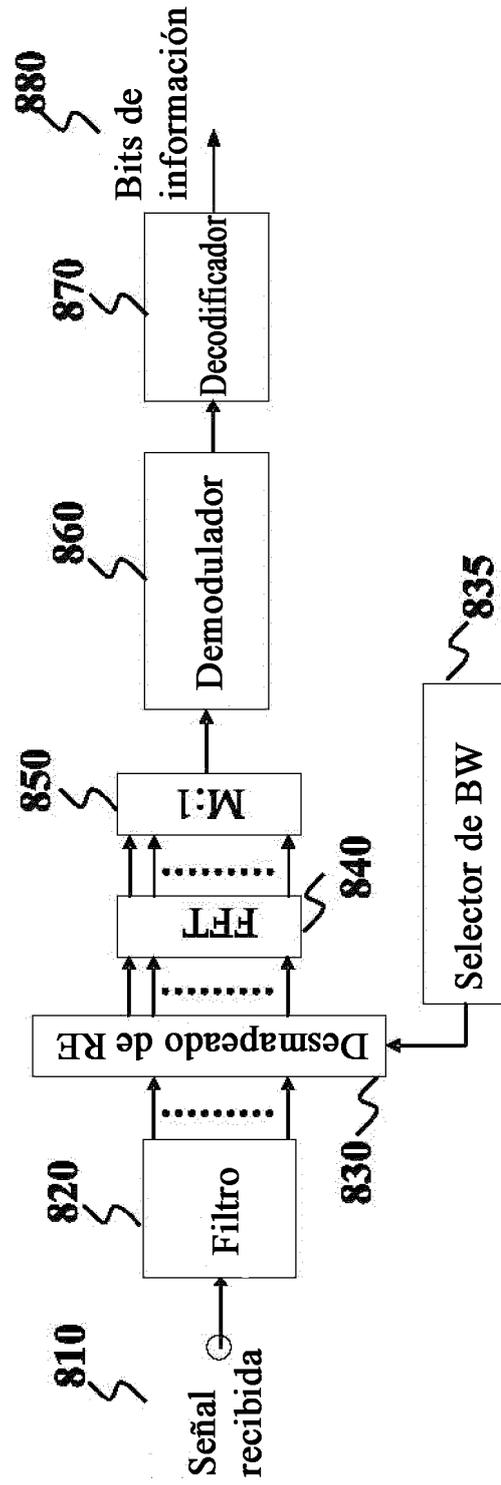


FIG.8

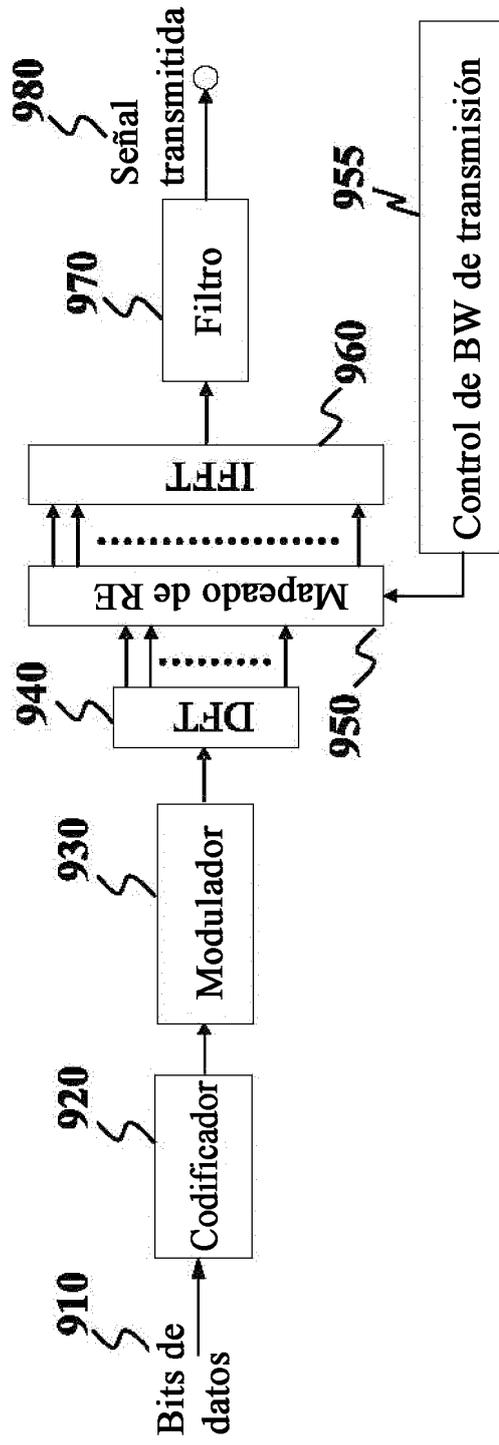


FIG.9

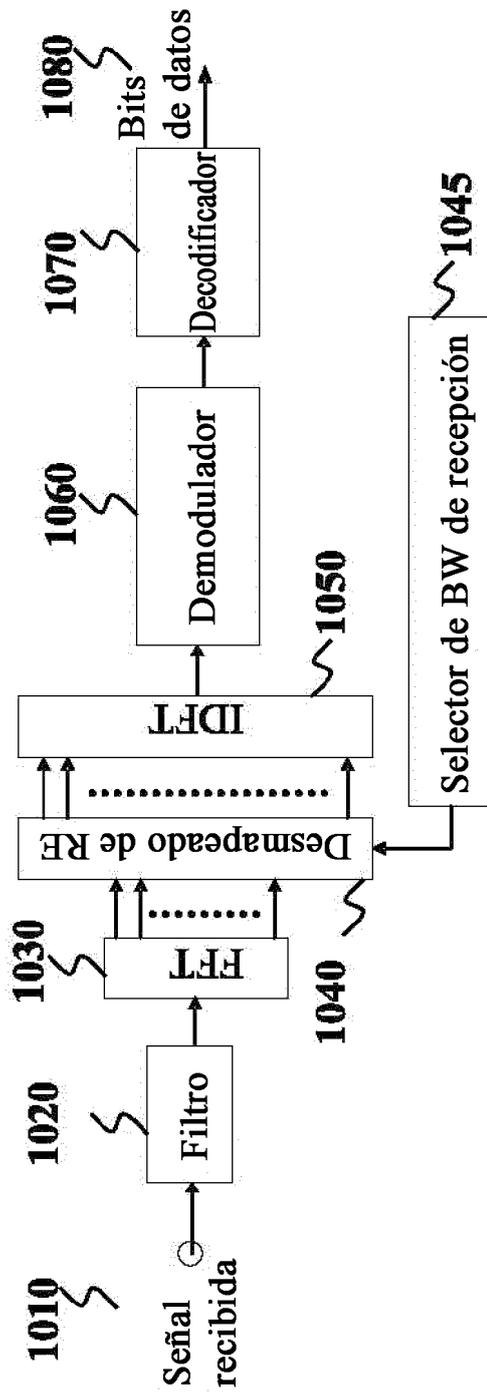


FIG.10

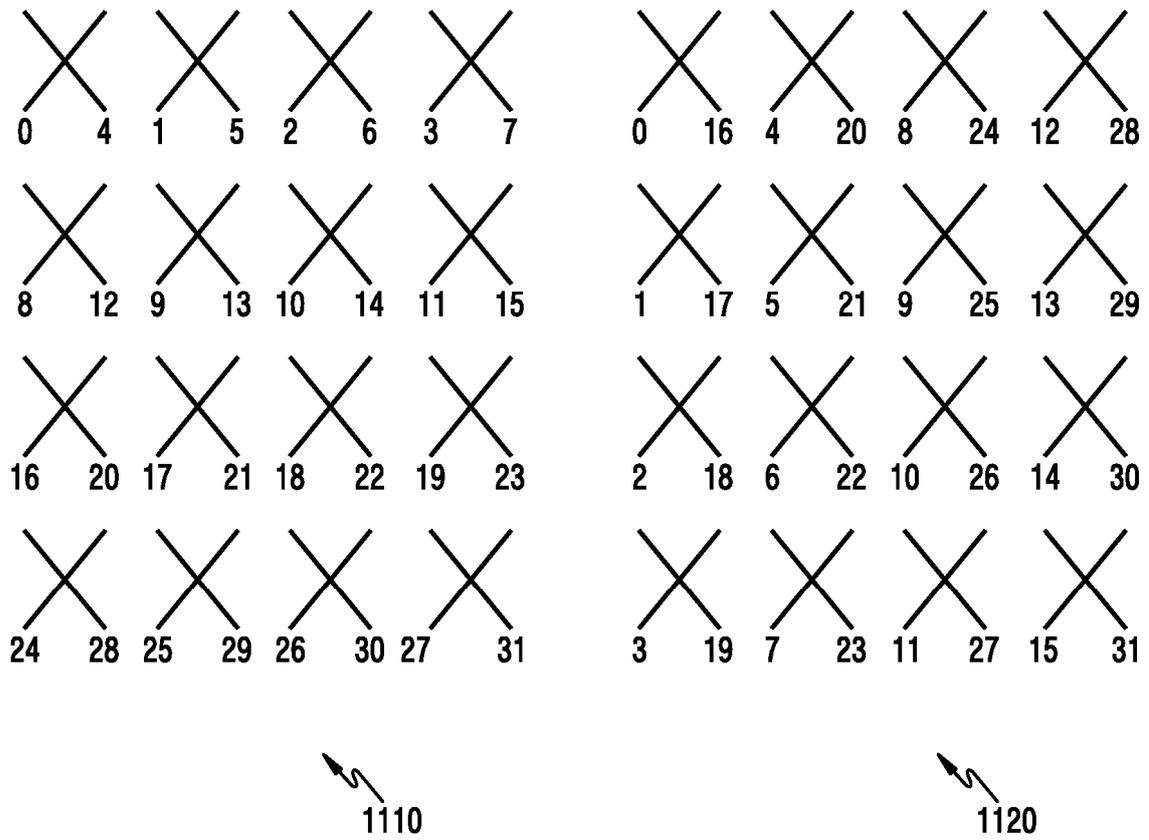


FIG.11

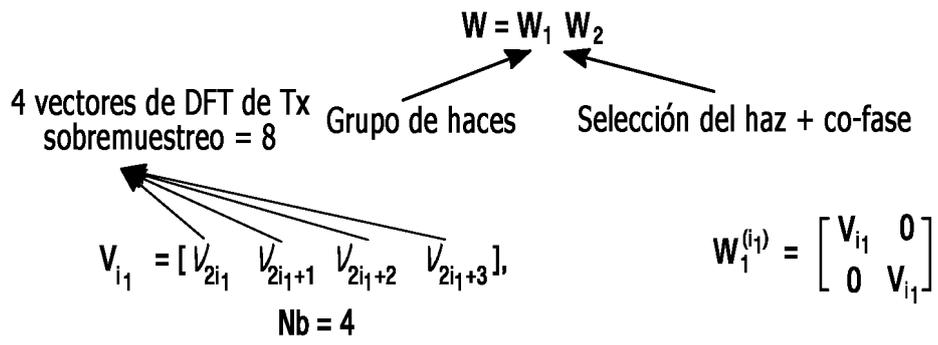


FIG.12

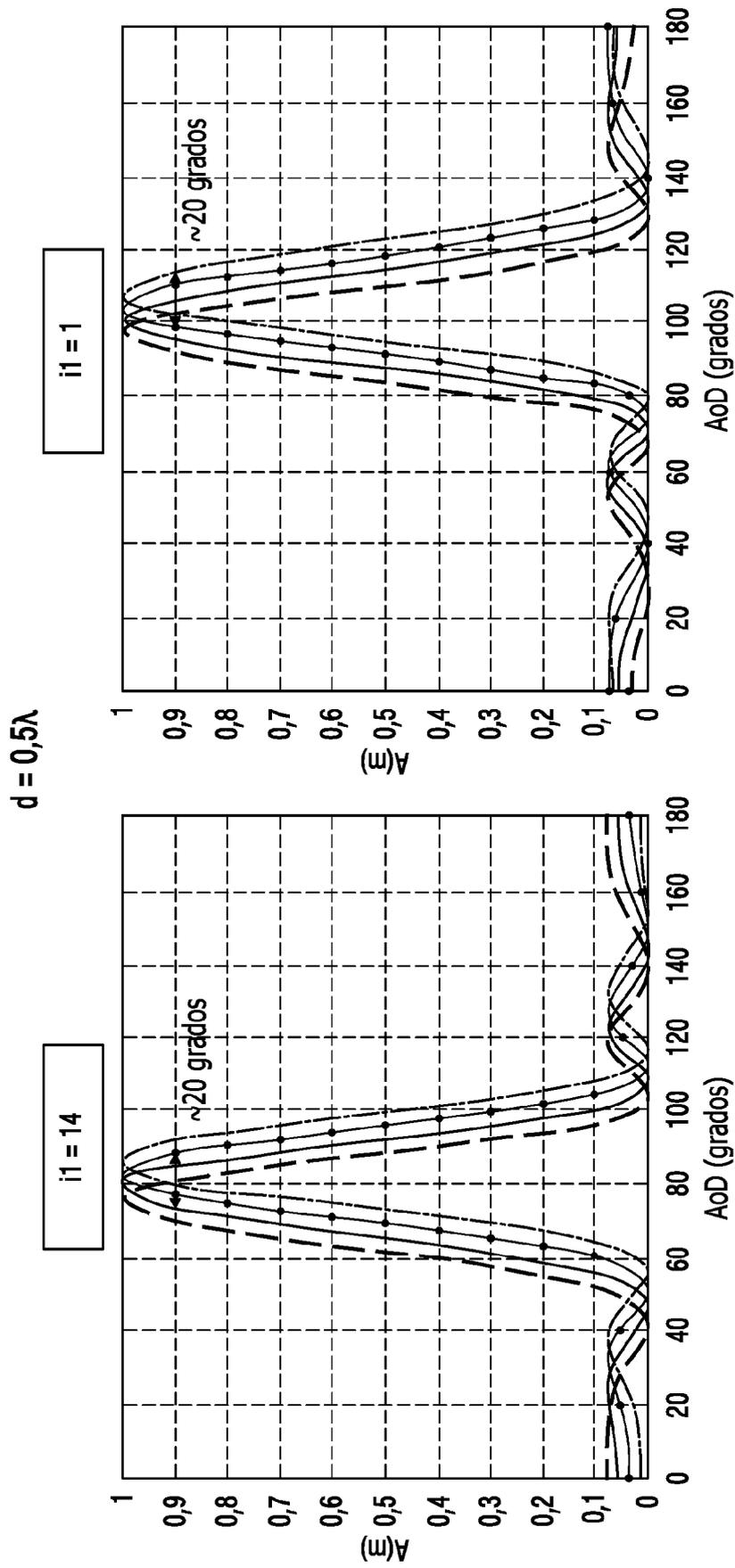


FIG.13

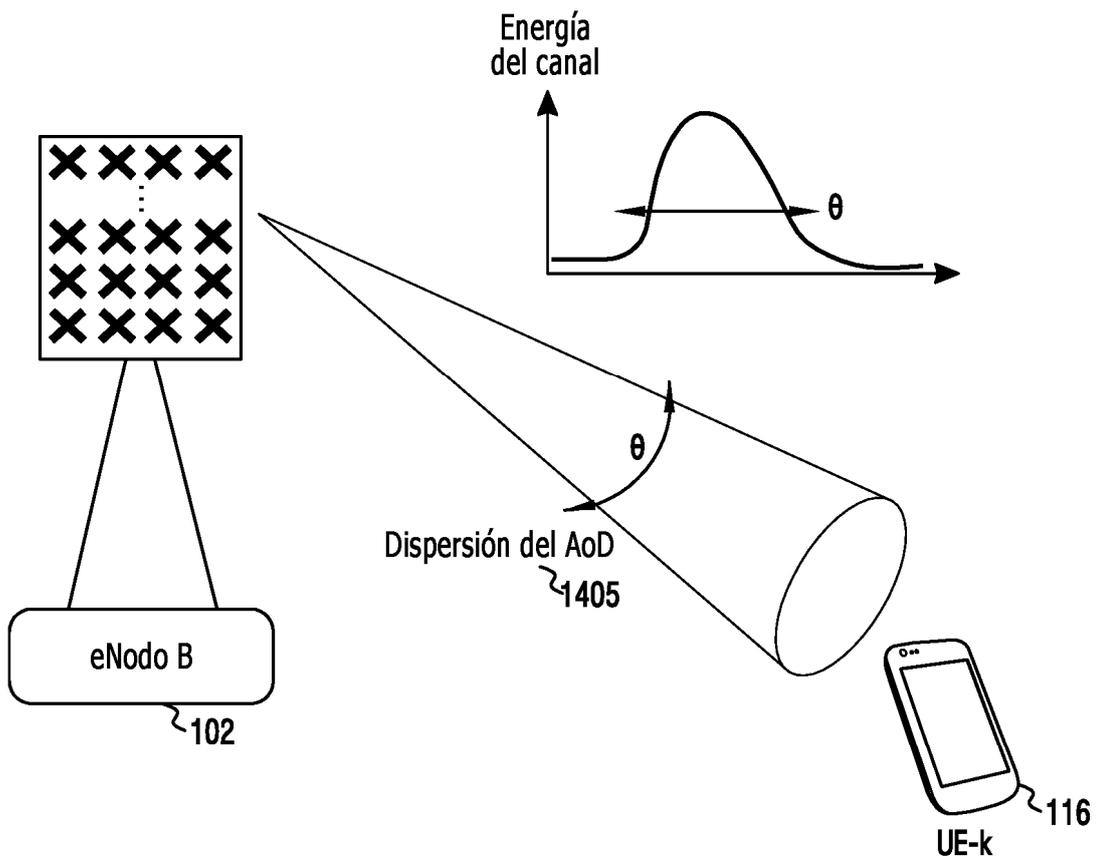


FIG.14

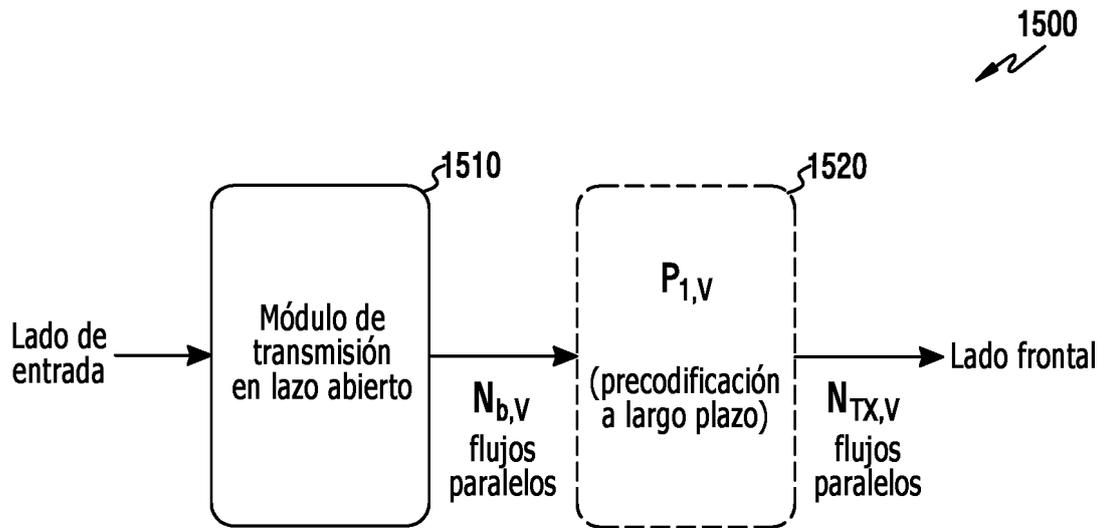


FIG.15

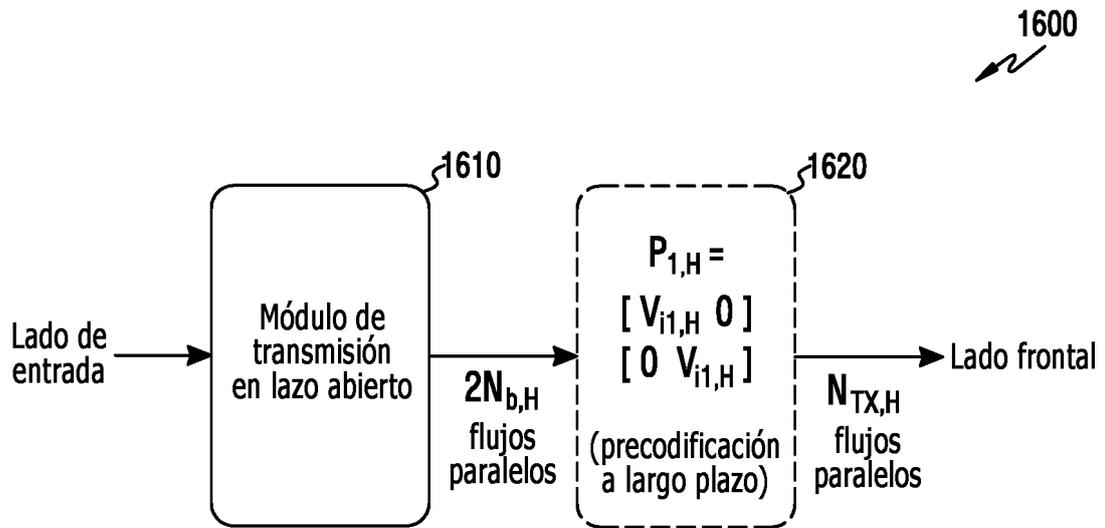


FIG.16

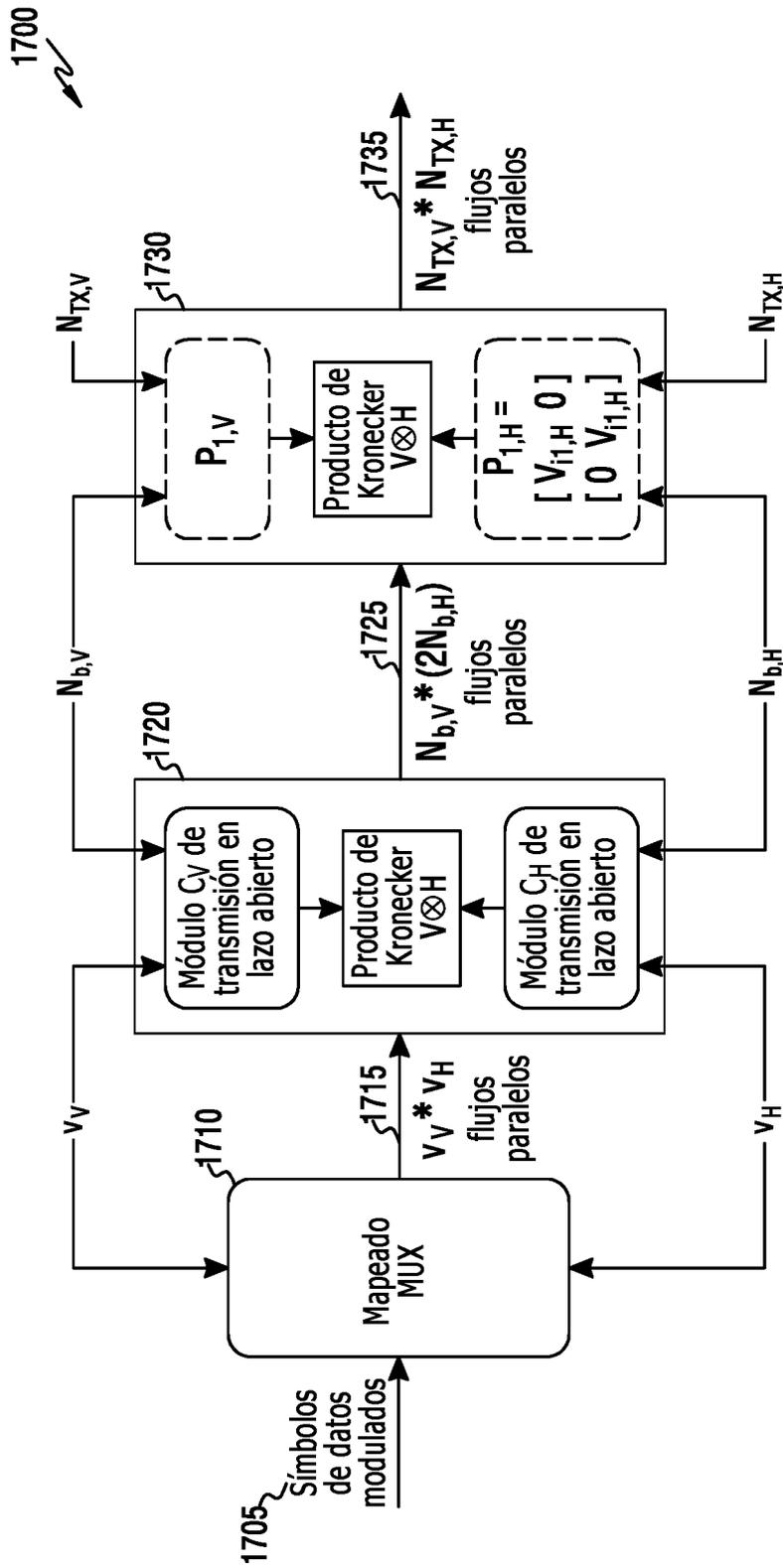


FIG.17A

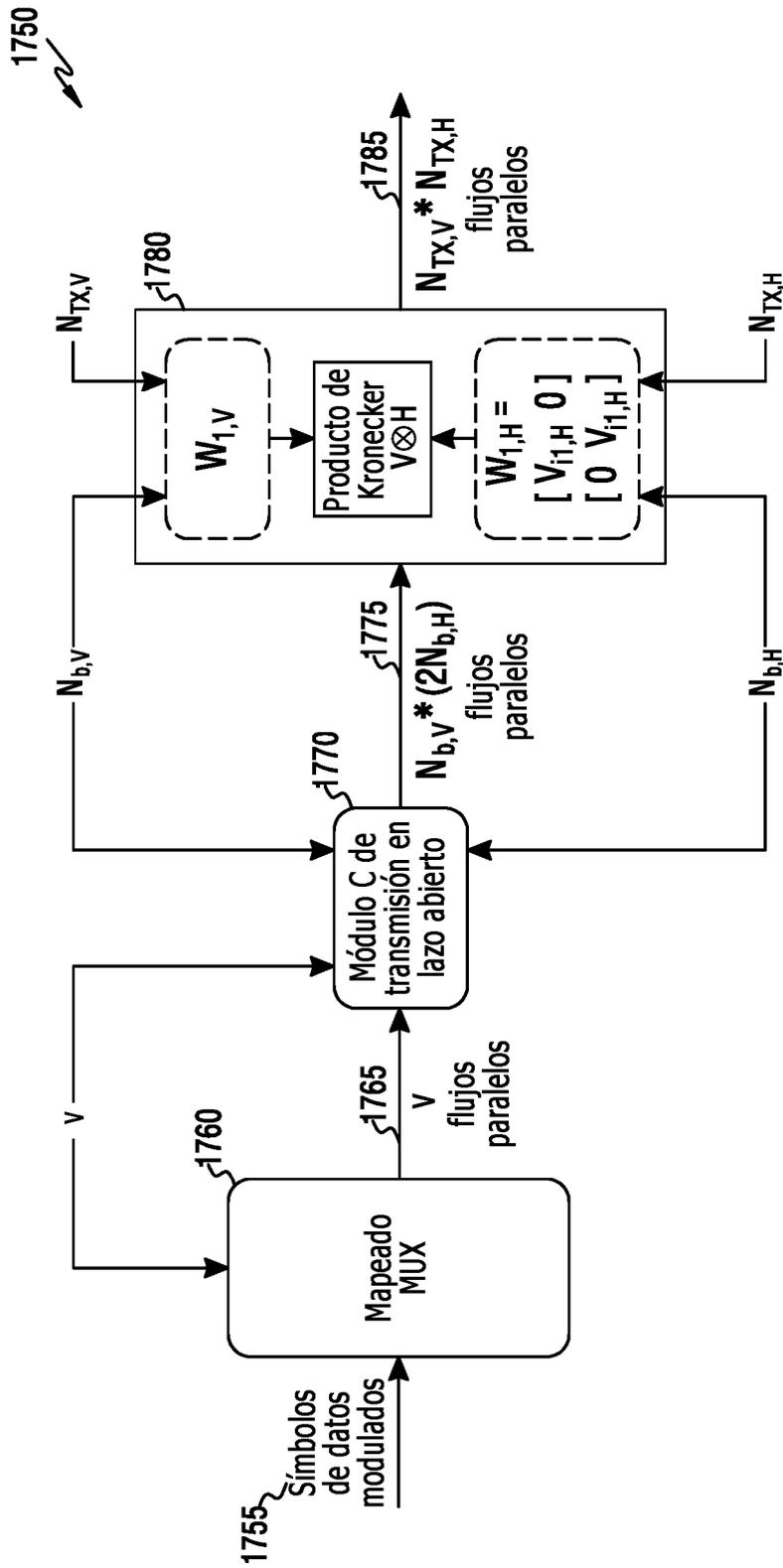


FIG.17B

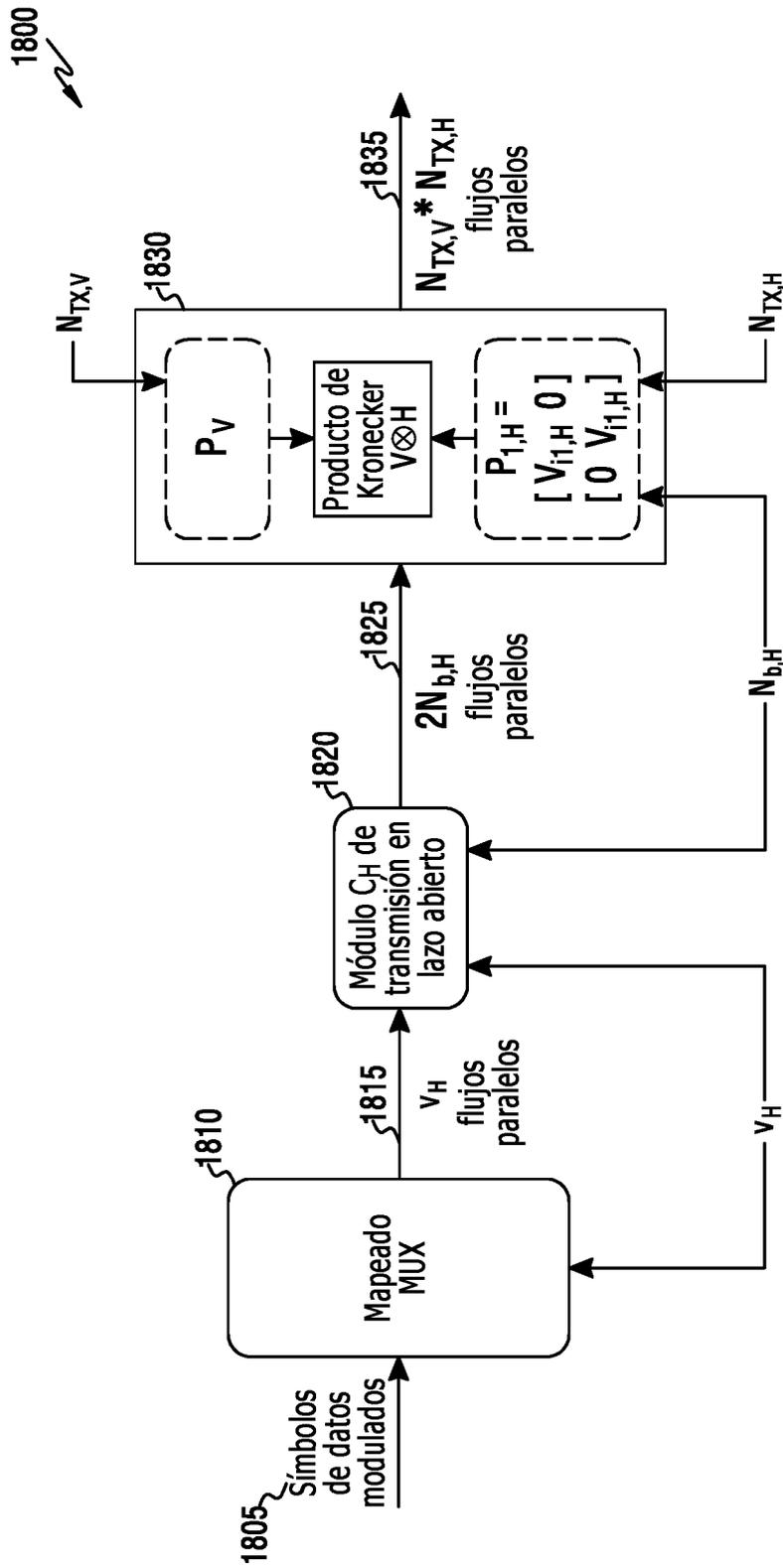


FIG.18A

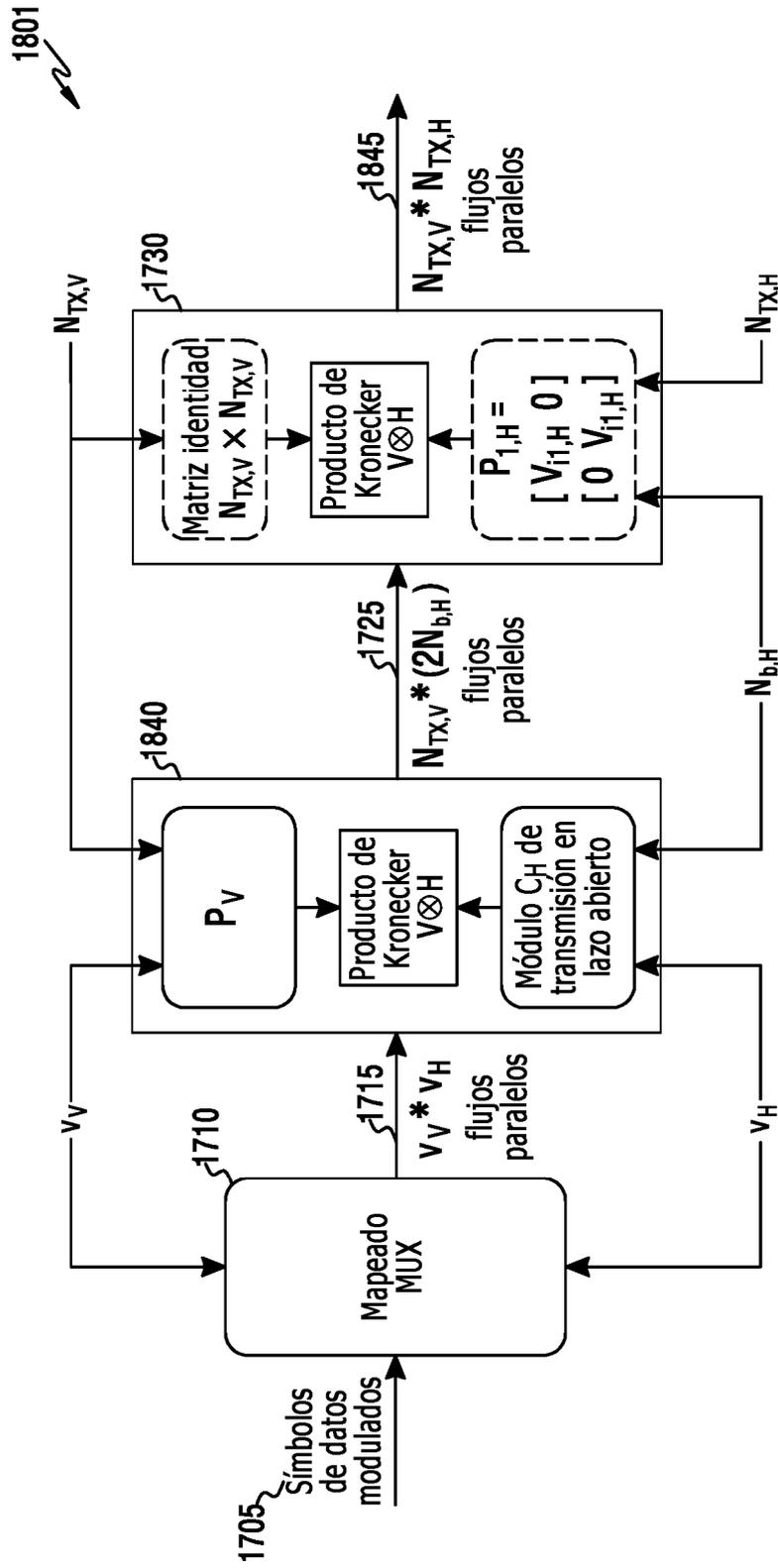


FIG.18B

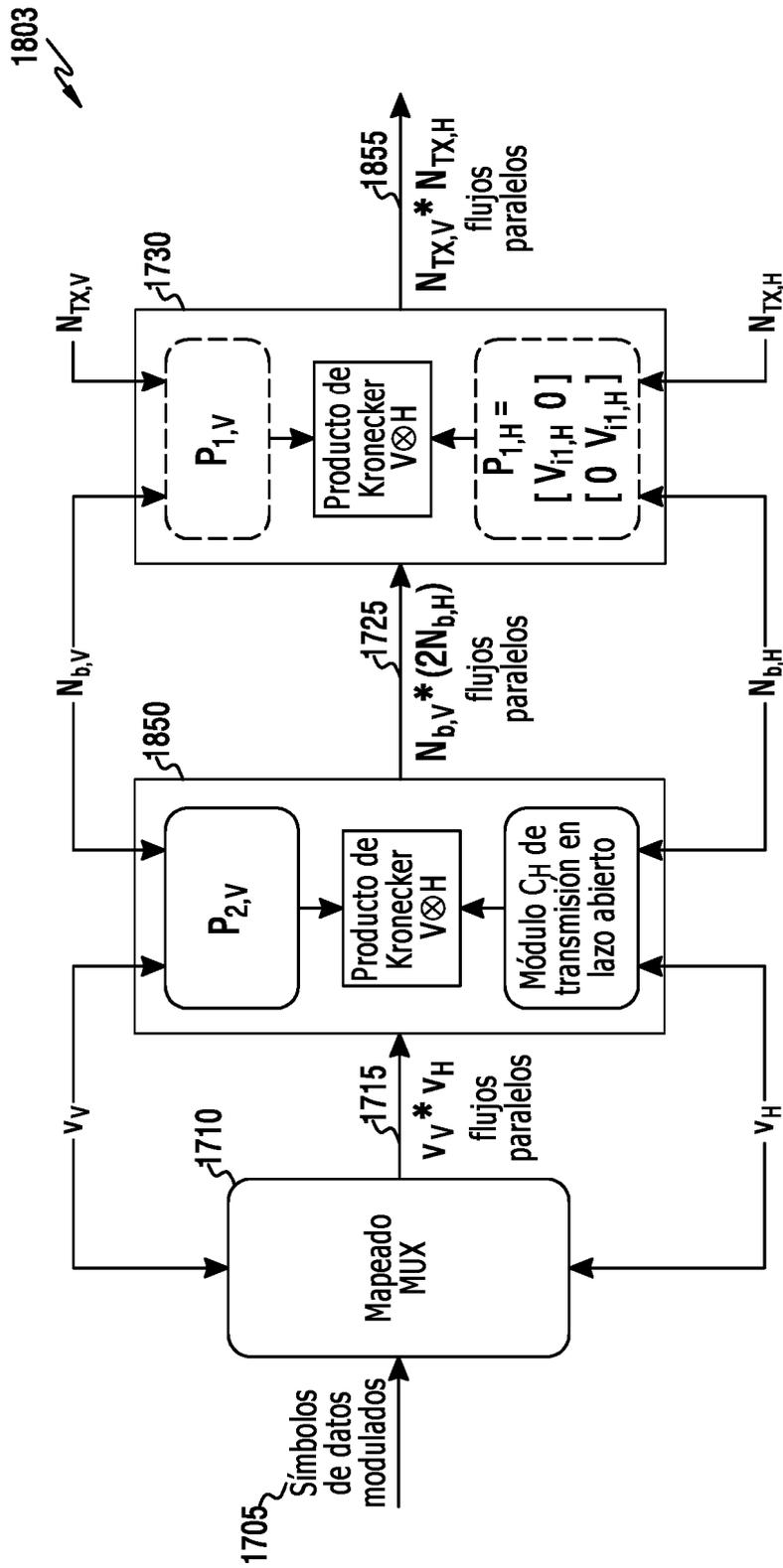


FIG.18C

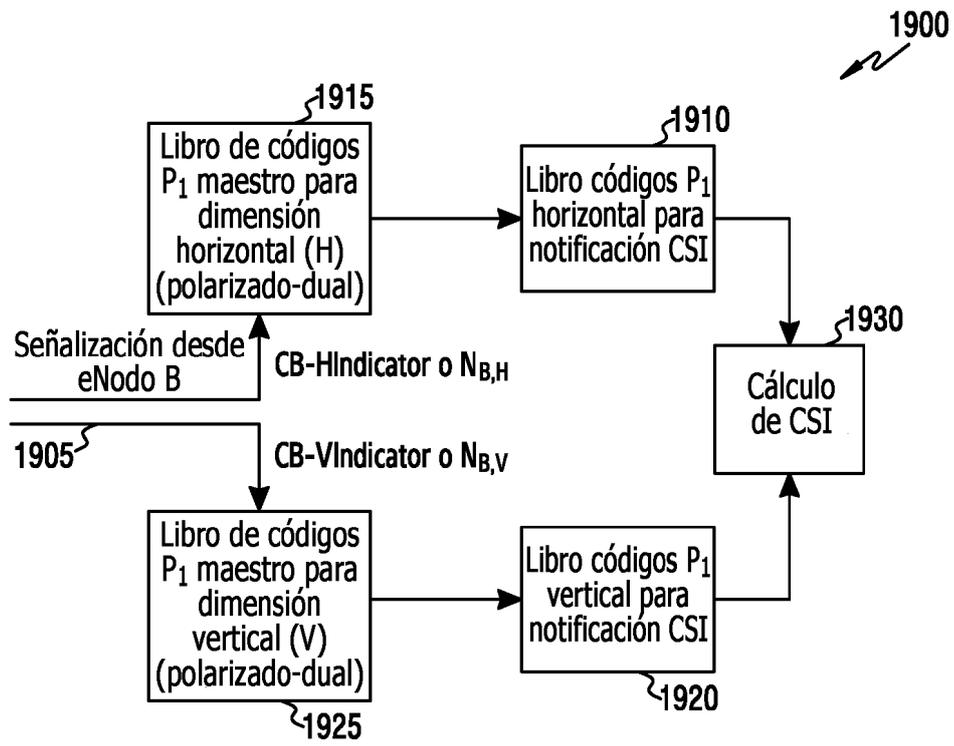


FIG.19A

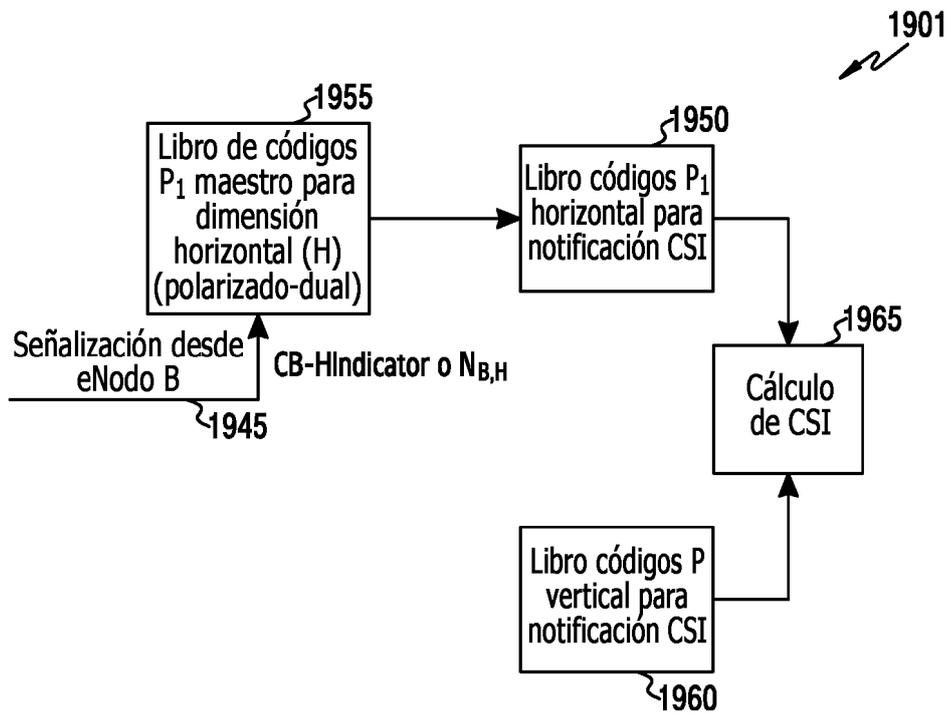


FIG.19B

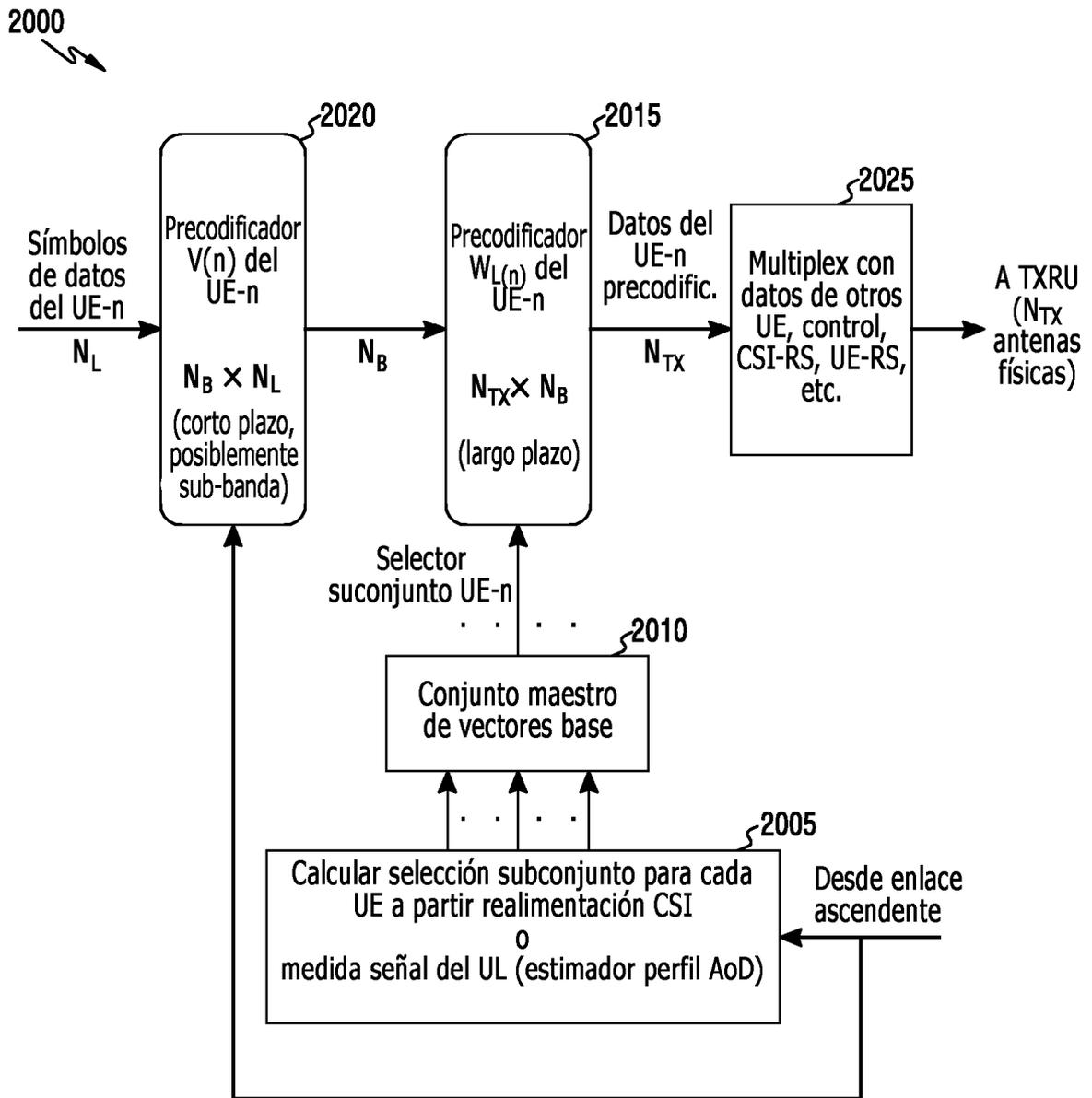


FIG.20

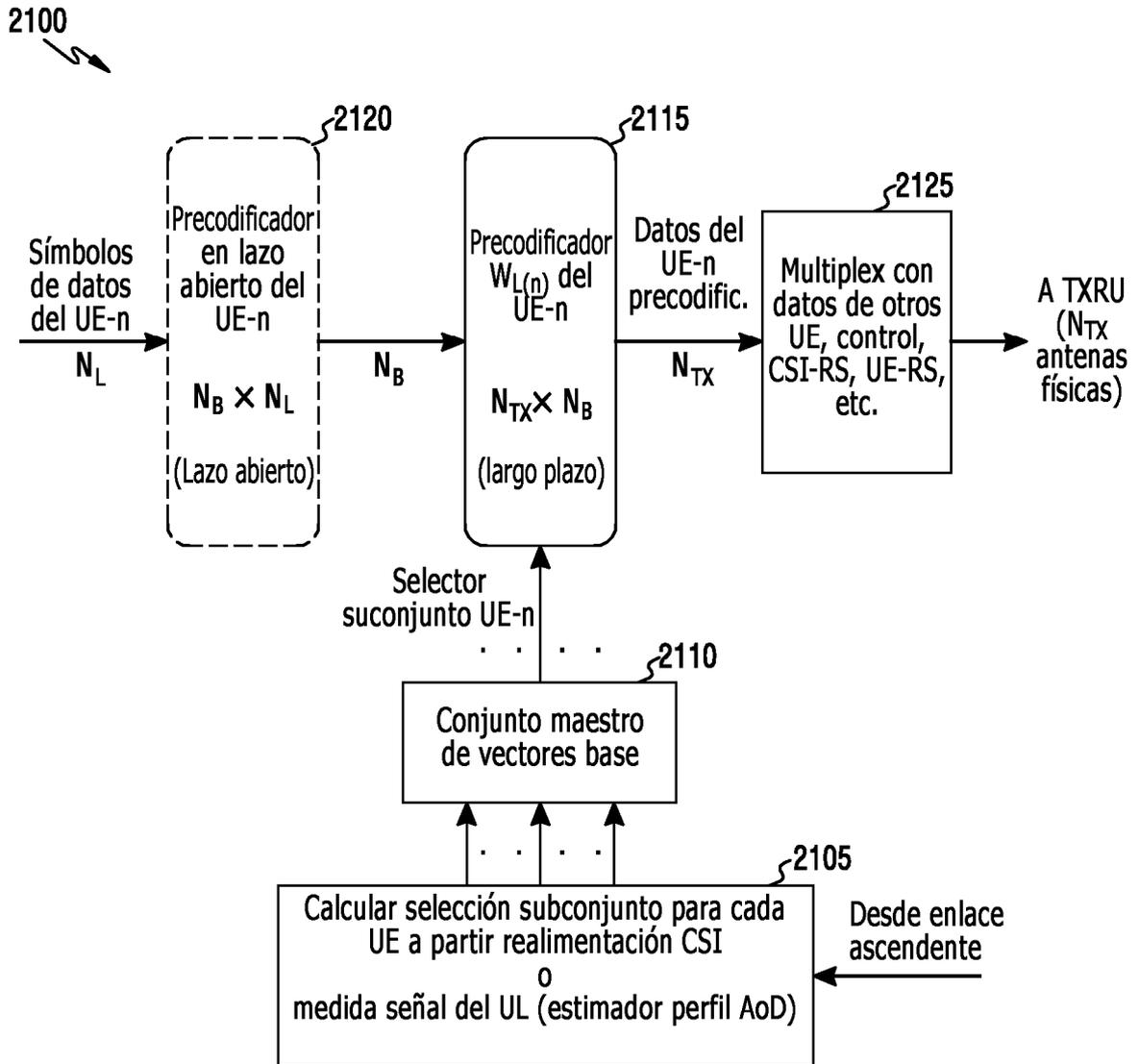


FIG.21

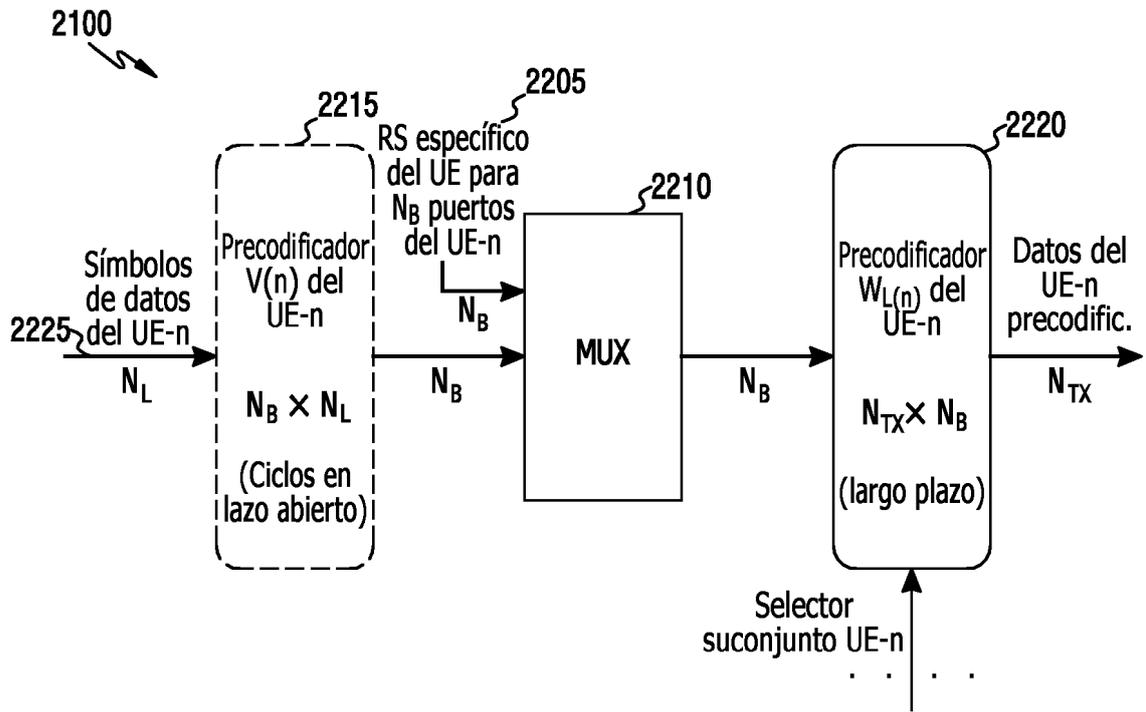


FIG.22

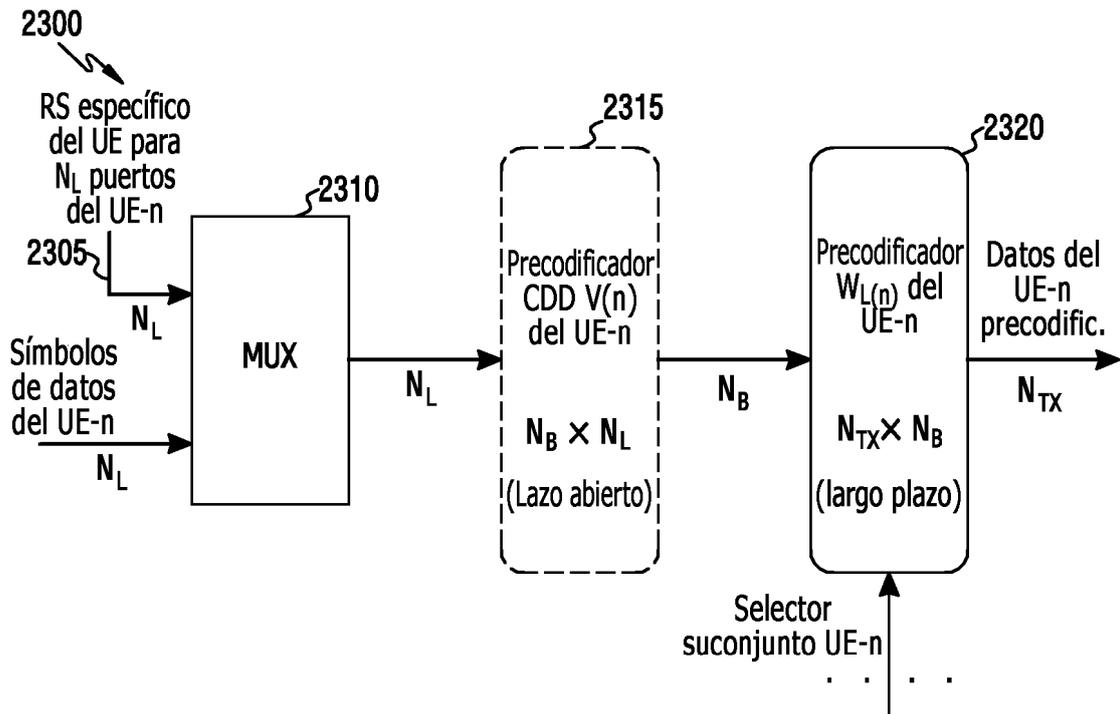


FIG.23